

UNIVERSITÉ DU QUEBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ A
UNIVERSITÉ DU QUEBEC A TROIS-RIVIERES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAITRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR
CLAUDE CYR

CONVERTISSEUR HAUTE PERFORMANCE DE COURANT ALTERNATIF\CONTINU,
RÉVERSIBLE, CONTROLÉ PAR μ P, APPLIQUÉ A L'ALIMENTATION
D'UN ACTIONNEUR A COURANT CONTINU

JANVIER 1989

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RÉSUMÉ

Avec l'implantation de plus en plus rapide, dans l'industrie, des entraînements à vitesse variable, une forte demande pour des convertisseurs de puissance de plus en plus performant est apparue. Comme le moteur à courant continu demeure encore le plus utilisé, plusieurs travaux ont déjà été faits sur l'amélioration, par l'utilisation de la commutation dite forcée, du convertisseur de base, tant du côté moteur que du côté réseau. Mais, dans chaque cas, la caractéristique de freinage en récupération d'énergie a toujours été laissée un peu de côté assurant ainsi la place du montage anti-parallèle conventionnel pour encore plusieurs années. Ce travail présente un nouveau convertisseur de puissance à très haute performance utilisant la technologie des hacheurs de courant, à quatre quadrants, combinée à celle des onduleurs non-autonomes permettant le freinage en récupération. Le convertisseur obtenu permet une très bonne bande passante même lors du passage continu d'un quadrant à l'autre du plan de couple/vitesse. De plus, le facteur de puissance est optimisé par un fonctionnement à facteur de déplacement unitaire, ce qui est un net avantage par rapport aux convertisseurs à commutation naturelle. Les résultats obtenus prouvent bien la viabilité du convertisseur et répondent parfaitement aux attentes de ce nouveau type d'amplificateur statique.

REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de thèse, Dr. Kamal Al-Haddad, qui m'a supporté tout au long de ce travail et qui a su me donner de judicieux conseils tout au long de mes travaux de recherche. Je tiens aussi à remercier mon co-directeur, Dr. Géza Joos, qui a principalement contribué à la mise en fonction du prototype, à l'élaboration du travail de recherche et à la rédaction de ma thèse. Je remercie aussi M. Jude Levasseur, Mlle. Louise Pelletier et toute l'équipe du laboratoire de recherche en électronique industrielle de l'école de technologie supérieure où a été réalisé tout le travail.

TABLE DES MATIERES

RESUME.	1
REMERCIEMENTS	11
LISTE DES TABLEAUX.	viii
LISTES DES FIGURES.	ix
LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS.	xxiv
CHAPITRES	
1. INTRODUCTION	1
1.1 Conversion alternatif-continu	1
1.2 Problèmes associés aux structures conventionnelles. .	3
1.2.1 La réversibilité.	3
1.2.2 Le facteur de puissance	4
1.2.3 Le contenu harmonique	5
1.3 Solutions proposées	6
1.4 Convertisseur proposé	7
2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	11
2.1 Introduction.	11
2.2 Convertisseur de base	11
2.3 Elimination du filtre intermédiaire	13
2.3.1 Convertisseur d'entrée à deux quadrants	15
2.3.2 Etage tampon.	20

2.4 Filtre d'entrée	22
2.5 Conclusion.	24
3. CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT	25
3.1 Introduction.	25
3.2 La commande d'un hacheur de courant	25
3.2.1 La commande en H.	25
3.2.2 La commande combinée.	29
3.3 La modulation de largeur d'impulsion.	34
3.3.1 Effet de la modulation sur le convertisseur de base	37
3.3.1.1 Harmoniques du côté moteur.	37
3.3.1.2 Harmoniques du côté réseau.	45
3.3.2 Effet de la modulation sur le convertisseur proposé	48
3.3.2.1 Harmoniques côté moteur	50
3.3.2.2 Harmoniques du côté réseau.	56
3.4 Synchronisation du hacheur.	63
3.5 Commande du redresseur d'entrée	66
3.5.1 Redresseur monophasé.	66
3.5.2 Redresseur triphasé	68
3.6 Conclusion.	69
4. ELEMENTS DE PUISSANCE.	70
4.1 Introduction.	70
4.2 Choix d'un interrupteur	70
4.3 Développement d'une unité de commutation.	71

4.3.1 Le circuit de commande.	71
4.3.2 Le circuit d'aide à la commutation.	76
4.4 Conception d'un hacheur à quatre quadrants.	83
4.4.1 Configuration utilisée.	84
4.4.2 Exemples de calcul.	87
4.5 Conception du redresseur d'entrée	89
4.5.1 Montage monophasé	89
4.5.2 Montage triphasé.	91
4.6 Etage tampon.	93
4.7 Calcul du filtre d'entrée	96
4.8 Conclusion.	103
5. CIRCUITS DE COMMANDE	104
5.1 Introduction.	104
5.2 Modulateur numérique utilisé pour	
la commande du hacheur.	104
5.2.1 Principe de fonctionnement.	104
5.2.2 Le contrôle de la modulation.	108
5.2.3 Fréquences d'opération.	110
5.3 La synchronisation du modulateur.	111
5.3.1 Circuits à verrouillage de phase.	111
5.3.2 Détection de passage par zéro	113
5.4 Circuits de commande du redresseur d'entrée	117
5.4.1 Redresseur monophasé.	118
5.4.2 Redresseur triphasé	118
5.5 Conclusion.	122

6. SIMULATIONS ET RESULTATS EXPERIMENTAUX	124
6.1 Introduction.	124
6.2 Convertisseur proposé avec redresseur monophasé . . .	124
6.2.1 Modèle utilisé et équations d'état.	124
6.2.2 Résolutions des équations	131
6.2.2.1 Méthode de résolution	132
6.2.2.2 Algorithme de résolution.	134
6.2.3 Résultats du convertisseur monophasé.	135
6.2.4 Désavantage du convertisseur monophasé.	138
6.3 Convertisseur proposé avec redresseur triphasé. . . .	139
6.3.1 Modèles utilisés.	139
6.3.2 Méthode de résolution des équations	141
6.3.3 Résultats obtenus	144
6.3.4 Avantages du convertisseur triphasé	157
6.4 Asservissement numérique du convertisseur	158
6.4.1 Boucle de courant	159
6.4.2 Paramètres du régulateur.	165
6.4.3 Réponses obtenues	171
6.5 Résultats obtenus.	176
6.5.1 Facteur de puissance.	176
6.5.2 Contenu harmonique du côté moteur	183
6.5.3 Contenu harmonique du côté réseau	185
6.6 Conclusion.	193
7. CONCLUSION	194
7.1 Résultats obtenus	194

7.1.1 Convertisseur monophasé	194
7.1.2 Convertisseur triphasé.	194
7.2 Applications du convertisseur	196
7.3 Développement futur	196
BIBLIOGRAPHIE	198
REFERENCES.	199
ANNEXES	
1. ELEMENTS DE PUISSANCE.	202
2. CIRCUITS DE COMMANDE	203
3. CIRCUITS DE CONTROLE	204
4. PROGRAMMES UTILISES.	205

LISTE DES TABLEAUX

Tableaux

5.1. Tableau des sélections de fréquences possibles. . . .	113
6.1. Tableau 6.1	125

LISTE DES FIGURES

Figures

1.1. Diagramme bloc d'un convertisseur alternatif-continu idéal.	1
1.2. Montage parallèle de convertisseur à thyristors avec logique d'inversion.	2
1.3. Structure avec redresseur, filtre intermédiaire et hacheur à quatre quadrants	3
1.4. Plan tension/courant d'un convertisseur réversible . .	4
1.5. Convertisseur en pont de Graëtz modifié à huit thyristors	6
1.6. Convertisseur en pont de Graëtz à commutation forcée. .	7
1.7. Diagramme bloc du convertisseur proposé	8
2.1. Hacheur à quatre quadrants de base	11
2.2. Plan tension/courant	11
2.3. Exemple d'opération du hacheur pour: a) le quadrant #1 et B) le quadrant #4.	12
2.4. Convertisseur un quadrant obtenu par l'élimination du filtre intermédiaire.	14
2.5. Convertisseur équivalent dit à commutation forcée . . .	14
2.6. Convertisseur proposé avec redresseur deux quadrants. .	15

2.7. Redresseur monophasé bi-directionnel en courant . . .	16
2.8. Redresseur triphasé bi-directionnel en courant	17
2.9. Fonctionnement du convertisseur monophasé pour: a) fonctionnement initial, b) inversion du courant sur la barre à courant continu	18
2.10. Exemple de l'effet d'une mauvaise synchronisation de la commande des interrupteurs. a) Fonctionnement initial, b) effet du passage par zéro de la tension du réseau avec une mauvaise synchronisation de la com- mande des interrupteurs	19
2.11. Comportement du courant lors d'une commutation. a) Avant, b) pendant, c) après.	21
2.12. Formes d'ondes de courant ligne théoriques pour a) Con- vertisseur proposé et b) convertisseur de base.	23
3.1. Séquence de conduction des TBCD lors d'une commande en H.	26
3.2. Caractéristiques de transfert d'un hacheur avec une commande en H	27
3.3. Formes d'ondes typiques d'un hacheur avec commande en H. Lorsque V_a est positif	27
3.4. Formes d'ondes de tension et courant, typiques pour une commande avec période de roue libre	30
3.5. Formes d'ondes obtenues avec la commande combinée . . .	30
3.6. Caractéristiques de transfert du hacheur avec une com- mande combinée.	31

3.7. Evaluation de la tension moyenne pour une commande combinée.	32
3.8. Caractéristique de transfert sur charge résistive . . .	33
3.9. Caractéristique de transfert sur une machine à courant continu	34
3.10. Principe de fonctionnement de la MELI (modulation égale de largeur d'impulsion)	35
3.11. Production d'un délai de commutation par l'utilisation de deux tensions de commandes décalées.	36
3.12. Convertisseur de base utilisant un hacheur à quatre quadrants et un filtre intermédiaire.	37
3.13. Décomposition de la tension V_a aux bornes du moteur . .	39
3.14. Spectre de tension obtenu du côté moteur.	40
3.15. Forme d'onde de tension reconstituée à partir des 20 premières harmoniques calculées pour une fréquence fondamentale de 3.84 kHz.	41
3.16. Spectre de courant moteur obtenu par les harmoniques de tension sur l'inductance équivalente du moteur . . .	42
3.17. Forme d'onde de courant reconstituée à partir des 20 premières harmoniques de courant calculées et pour $L = 8 \text{ mH}$	43
3.18. Allure de la tension et du courant à la sortie du hacheur	43
3.19. Spectre de courant mesuré pour un courant moyen nul et une tension d'alimentation de $\pm 100 \text{ V}$	44

3.20. Forme d'onde de courant de ligne théorique pour: a)	
un montage triphasé et b) un montage monophasé.	46
3.21. Spectre théorique du courant de ligne pour l'alimen-	
tation d'une source de courant de cinq Ampères.	47
3.22. Forme d'onde de courant reconstituée en partant des	
20 premières harmoniques de courant	47
3.23. Allure des courant et tension du côté réseau pour les	
mêmes conditions de fonctionnement que les résultats	
précédents.	48
3.24. Spectre de courant ligne mesuré en pratique pour les	
mêmes conditions.	49
3.25. Structure de convertisseur proposé pour une alimenta-	
tion triphasée.	49
3.26. Forme d'onde de tension à la sortie du redresseur tri-	
phasé en pont de Graëtz	50
3.27. Spectre de la tension à la sortie du redresseur tri-	
phasé	52
3.28. Tension reconstruite à partir des dix premières har-	
moniques.	52
3.29. Spectre de tension aux bornes du moteur pour le conver-	
tisseur proposé	53
3.30. Tension reconstruite à partir de la multiplication	
dans le temps des ondes modulante et porteuse	54
3.31. Allure de la tension et du courant du côté moteur pour	
le convertisseur proposé alimenté en triphasé	55

3.32. Spectre du courant moteur mesuré en pratique.	56
3.33. Allure du courant qui devrait être obtenue en pratique.	57
3.34. Spectre de l'onde porteuse avec un rapport cyclique de 80%.	58
3.35. Allure de la porteuse reconstruit à partir des 10 pre- mières harmoniques.	59
3.36. Spectre du courant ligne théorique pour deux plages différentes de fréquences	60
3.37. Spectre du courant ligne mesuré en pratique pour deux échelles de fréquence.	61
3.38. Allure du courant ligne théorique pour un courant moyen de cinq Ampères au moteur.	62
3.39. Courant de ligne mesuré en pratique pour les mêmes con- ditions de fonctionnement.	62
3.40. Spectre approximatif résultant de la convolution d'une porteuse symétrique à 3,84 kHz avec une onde de cour- ant ayant un spectre d'ordre $6n \pm 1$	64
3.41. Convolution des spectres produits par la modulation.	65
3.42. Convolution des spectres d'une onde porteuse à 450 Hz et d'une onde de courant produite par un redresseur triphasé	66
3.43. Séquence de commande des TBCD du redresseur monophasé bi-directionnel en courant	67
3.44. Séquence de conduction des TBCD d'un redresseur tri- phasé bi-directionnel en courant	68

- 4.1. Diagramme bloc du circuit de commande développé. 72
- 4.2. Formes d'ondes à la fermeture sans circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: allure du courant collecteur (5 A/div). Trace du milieu: tension VCE (50 V/div). Trace inférieure: tension VBE (5 V/div), la base de temps est de 500 ns/div 73
- 4.3. Formes d'ondes à l'ouverture sans circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: allure du courant collecteur (5 A/div). Trace du milieu: tension VCE (50 V/div). Trace inférieure: tension VBE (5 V/div), la base de temps est de 500 ns/div. 74
- 4.4. Forme d'onde à l'ouverture sans circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: allure du courant de base (1 A/div). Trace du milieu: tension VCE (50 V/div). Trace inférieure: tension VBE (5 V/div), la base de temps est de 1 μ s/div. 75
- 4.5. Circuit simplifié d'aide à la commutation. 79
- 4.6. Circuit plus performant d'aide à la commutation. 80
- 4.7. Formes d'ondes à l'ouverture avec un circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: courant I_c (5 A/div). Trace du milieu: tension VCE (50 V/div). Trace inférieure: tension VBE (5 V/div). La base de temps est de 1 μ s/div et $L = 180 \mu H$, $R = 5 \Omega$ et $C = .22 \mu F$. 80
- 4.8. Formes d'ondes à la fermeture avec un circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: courant I_c (10

A\div). Trace du milieu: tension VCE (50 V\div). Trace inférieure: tension VBE (5 V\div). La base de temps ainsi que les valeurs des composantes sont les mêmes que précédemment	81
4.9. Formes d'ondes du courant dans l'inductance saturable. Trace supérieure: allure du courant IL (2 A\div). Trace inférieure: tension VCE (50 V\div). La base de temps est de 1 us\div.	82
4.10. Formes d'ondes de courant dans l'inductance saturable. Trace supérieure: allure du courant IL (2 A\div). Trace inférieure: tension VCE (50 V\div). La base de temps est de 1 us\div.	83
4.11. Fonctionnement avec circuit d'aide à la commutation pour les cas suivants: A) fonctionnement initial du hacheur et B) ouverture du premier TBCD pour faire place à une période de roue libre.	85
4.12. Comportement du courant, lors d'une commutation du TBCD numéro 1, pour la nouvelle structure proposée. A) Fonctionnement initial et B) Inversion de la commande de conduction.	86
4.13. Circulation du courant lors d'une commutation.	88
4.14. Redresseur monophasé bi-directionnel en courant.	89
4.15 Structure de redressement bi-directionnelle triphasée . .	91
4.16. Circuits équivalents du convertisseur avec son filtre d'entrée. A) Vu du convertisseur, b) vu du réseau	

d'alimentation	96
4.17. Evolution du gain du filtre LC en fonction de la fréquence de résonance	98
4.18. Tension V_c en fonction de la fréquence F , pour le filtre LC trouvé précédemment	101
4.19. Spectre du courant ligne mesuré en pratique avec la présence du filtre d'entrée.	102
4.20. Redresseur triphasé avec son filtre d'entrée	103
5.1. Diagramme bloc du modulateur numérique	106
5.2. Formes d'ondes de la porteuse reproduite par un convertisseur N/A	108
5.3. Comportement du modulateur en fonction d'un mot de contrôle. A) Le mot est \$00 et B) le mot est \$80	109
5.4. Diagramme bloc du contrôleur de fréquence.	112
5.5. Diagramme bloc d'un circuit à verrouillage de phase.	112
5.6. Diagramme bloc du circuit de détection de passage par zéro de la tension d'alimentation.	115
5.7. Comportement du circuit de détection de passage par zéro pour un fonctionnement du hacheur à 3,84. Tension $V_{ab} = 2 \text{ V/div}$ et tension $V_{DPZ} = 2 \text{ V/div}$	117
5.8. Diagramme bloc d'un circuit de commande des TBCD pour le redresseur monophasé bi-directionnel en courant.	119
5.9. Formes d'ondes utilisées pour la production de la commande des TBCD	120

5.10. Circuits de commande des TBCD d'un redresseur tri-	
phasé bi-directionnel en courant121
5.11. Obtention d'un signal de commande pour le TBCD #3. . .	.122
6.1. Modèle équivalent de la machine à courant continu. . .	.125
6.2. Montage utilisé pour obtenir la réponse en fréquence .	.126
6.3. Réponse en fréquence du moteur utilisé et variation	
des paramètres en fonction de la fréquence127
6.4. Modèle simplifié du moteur utilisé pour la simulation.	.128
6.5. Comparaison des réponses fréquentielles pour A)	
modèle complet et B) modèle simplifié.129
6.6. Circuit équivalent simulé par ordinateur131
6.7. Résultats simulés des formes d'onde de courant	
"Ia" et "IL" pour les tensions "Va" et "E" pour une	
fréquence de fonctionnement du hacheur de 960 Hz136
6.8. Résultats simulés des formes d'onde de courant "Ia"	
et "IL" pour les tensions "Va" et "E" pour une fré-	
quence de fonctionnement du hacheur de 3.84 kHz.137
6.9. Tension "Va" et courant "Ia" mesurés en pratique pour	
une fréquence de fonctionnemnt de 960 Hz.137
6.10. Formes d'onde de tension Va aux bornes de l'induit et	
de courant Ia circulant dans ce dernier, obtenues par	
simulation pour "d" = 80%, $\omega = 159.39 \text{ rad/sec}$, $I_{\text{moy}} =$	
1.35 A et $T = 0$145
6.11. Formes d'onde de tension Va et de courant Ia mesurées	
en pratique pour: d = 80%, $T = 0$ et ω mesurées de 152	

rad/sec.145
6.12. Formes d'onde de tension Eab et courant ILa simulées pour les mêmes conditions qu'en 6.10146
6.13. Formes d'onde de tension Eab et de courant ILa mesu- rées en pratique pour les mêmes conditions qu'à la figure 6.11.146
6.14. Tension Ebc et courant ILb simulés pour les mêmes con- ditions que la figure 6.10147
6.15. Tension Eca et courant ILC simulés pour les mêmes con- ditions que 6.10147
6.16. Tension phase Ea et courant ILa filtré obtenus par simu- lation pour les mêmes conditions qu'en 6.10.148
6.17. Tension phase Ea et courant ILa avant le filtre de. ligne pour les mêmes conditions qu'en 6.11148
6.18. Tension Va et courant Ia simulés pour les conditions suivantes: $d = 80\%$, $T = 1,63 \text{ Nm}$, $I_{a_{\text{moy}}} = 5 \text{ A}$ et $w =$ 148.4 rad/sec149
6.19. Tension Va et courant Ia mesurés en pratique pour: $d = 80\%$ et $w = 142 \text{ rad/sec}$150
6.20. Tension ligne Eab et courant ILa simulés pour les mêmes conditions qu'en 6.18.150
6.21. Tension ligne Eab et courant ILa mesurés en pratique pour les mêmes conditions de fonctionnement qu'en 6.19 .151	.151
6.22. Tension phase Ea et courant ILa filtré obtenus par simulation à partir des mêmes conditions qu'en 6.18. . .151	.151

6.23. Tension phase E_a et courant I_{La} , avant le filtre de lignes, mesurés en pratique pour les mêmes condi- tions qu'en 6.19	152
6.24. Tension V_a et courant I_a simulés en mode de récupéra- tion pour les conditions de fonctionnement suivantes: $d = 70\%$, $T = -1,40$, $w = 142$ rad/sec et $I_{a_{moy}} = -2$ A. . .	153
6.25. Tension V_a et courant I_a mesurés pour un fonctionnement en récupération d'énergie avec les conditions: $d = 70\%$ et $w = 140$ rad/sec	153
6.26. Tension ligne E_{ab} et courant I_{La} simulés pour les mêmes conditions qu'en 6.24.	154
6.27. Tension ligne E_{ab} et courant I_{La} mesurés en pratique pour les mêmes conditions qu'en 6.25	154
6.28. Tension ligne E_{bc} et courant ligne I_{Lb} simulés pour les mêmes conditions qu'en 6.24.	155
6.29. Tension ligne E_{ca} et courant I_{Lc} simulés pour les mêmes conditions qu'en 6.24.	155
6.30. Tension phase E_a et courant I_{La} filtré obtenus par simulation les mêmes conditions qu'à la figure 6.24. . .	156
6.31. Tension phase E_a et courant I_{La} , avant filtre LC, mesurés en pratique pour les mêmes conditions qu'en 6.25	156
6.32. Diagramme bloc complet de l'asservissement en courant. .	159
6.33. Diagramme bloc du moteur seulement	160
6.34. Fonction de transfert résultante	161

6.35. Représentation bloc du moteur	161
6.36. Fonction de transfert équivalente de l'ensemble mo- teur, convertisseur.	162
6.37. Fonction de transfert en "z" du moteur avec le con- vertisseur et le bloqueur pour une période d'échantil- lonnage de 1 msec.	163
6.38. Fonction de transfert $PCH(s)$	164
6.39. Fonction de transfert $PCH(z)$ avec bloqueur et péri- ode d'échantillonnage de 1 msec	165
6.40. Lieu des racines pour un correcteur P seulement.	166
6.41. Fonction de transfert globale en boucle ouverte.	167
6.42. Lieu des racines de la fonction de transfert complète pour K variant de 0 à 10 par pas de 0,01	168
6.43. Réponse temporelle du régulateur implanté pour un gain total du correcteur de 0,05 et un zéro à 0,9	169
6.44. Réponse temporelle du régulateur de courant pour T = 1 msec, $K_p = 0,06$ et $K_i T/2 = 0,007$. $I_a = 2A/div$ et ref= 1V/div.	172
6.45. Réponse temporelle pour T = 1msec, $K_p = .08$ et $K_i T/2$ = .01. Ref = 1V/div et $I_a = 2A/div$	173
6.46. Réponse temporelle pour T = 1msec, $K_p = 0,04$ et $K_i T/2$ = 0,004. Ref= 1V /div et $I_a = 2A/div$	173
6.47. Réponse temporelle du courant I_a et de la vitesse w $I_a = 5A/div$, Ref= 1V/div et w = 20V/div pour une géné- ratrice tachymétrique qui donne 60V/1000RPM.	174

6.48. Réponse temporelle du courant I_a et de la vitesse w pour les paramètres du régulateur de la figure 6.44 et pour $Ref = 1V/div$, $I_a = 5A/div$ et $w = 10V/div$ (Tach. = $60V/1000RPM$)174
6.49. Réponse en fréquence de l'asservissement175
6.50. Facteur de puissance mesuré entre le convertisseur et le filtre d'entrée176
6.51. Facteur de puissance d'un montage triphasé, tout thy- ristor, en pont de Graëtz alimentant une charge à couple constant.177
6.52. Facteur de puissance du convertisseur proposé avec filtre de ligne en fonction de la vitesse pour deux charges à couple constant.177
6.53. Facteur de puissance lors d'un fonctionnement en récu- pération d'énergie pour le même convertisseur qu'à la figure 6.52178
6.54. Evolution du facteur de puissance pour une convertis- seur utilisant un filtre intermédiaire sur la barre à courant continu.179
6.55. Circuit équivalent du convertisseur vu du réseau lors d'un fonctionnement à facteur de déplacement unitaire. .180	
6.56. Facteur de puissance du convertisseur proposé en mo- teur pour un nouveau filtre de ligne182
6.57. Filtre de ligne permettant d'optimiser l'écoulement de puissance réactive.182

6.58. Comparaison des facteurs de distorsion et de déplacement avant et après le filtre de ligne pour le convertisseur proposé.184
6.59. Comparaison du taux d'ondulation entre un pont à thyristor de Graëtz et le convertisseur proposé alimenté en triphasé185
6.60. Représentation du taux d'ondulation pour un fonctionnement à 7.68 kHz et un courant moyen I_a de 4 A. V_a = 50V/div et I_a = 5A/div186
6.61. Représentation du taux d'ondulation pour une fréquence de 1.92 kHz. V_a = 50V/div et I_a = 5A/div.186
6.62. Evolution des harmoniques obtenues par simulation directement à l'entrée du convertisseur pour un courant I_a = 4.0 A.187
6.63. Evolution des harmoniques obtenues par simulation directement à l'entrée du convertisseur pour un courant I_a = 7.8 A.187
6.64. Evolution des harmoniques mesurées en pratique directement à l'entrée du convertisseur pour un courant I_a = 4.0 A189
6.65. Evolution des harmoniques mesurées directement à l'entrée du convertisseur pour un courant I_a = 7.8 A189
6.66. Comportement des harmoniques côté réseau pour un courant moteur I_a = 4.0 A190
6.67. Comportement des harmoniques côté réseau pour un cou-	

rant moteur $I_a = 4.0 \text{ A}$191
6.68. Evolution des harmoniques pour un fonctionnement en récupération d'énergie et un couple de freinage cor- respondant à $I_a = 4.0 \text{ A}$192
6.69. Evolution des harmoniques pour un fonctionnement en récupération d'énergie et un couple de freinage cor- respondant à $I_a = 7.8 \text{ A}$192

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

- A: Amplitude crête d'une onde carrée.
- α : Angle de décalage.
- CA: Courant alternatif.
- CC: Courant continu.
- C_n: Amplitude d'une harmonique d'ordre n.
- conv: Convolution.
- d: Rapport cyclique.
- DPZ: Détection de passage par zéro.
- E: Tension continue.
- Edo: Tension moyenne de sortie d'un pont de diode.
- F: Friction d'un ensemble moteur-génératrice.
- F_n: Fréquence.
- F₀: Fréquence fondamentale.
- FCEM: Force électromotrice.
- FP: Facteur de puissance.
- FT: Fonction de transfert.
- I_a: Même chose que I_d.
- I_{l_p}: Composante en phase du courant du côté alternatif.
- I_{l_q}: Composante en quadrature du courant du côté alternatif.
- I_b: Courant de base.

I_c : Courant de collecteur.

I_d : Courant moyen dans un moteur à courant continu.

I_{rms} : Courant efficace.

J : Inertie d'un ensemble moteur-génératrice.

$K\Phi$: Constante électromotrice d'une machine à courant continu.

K_m : Poser égale à $K\Phi$.

L : Inductance de ligne.

L_a : Inductance de l'induit d'une machine.

L_T : Inductance totale de ligne.

M : Moteur.

M : Indice de modulation.

MELI: Modulation égale de largeur d'impulsion.

Mod: Onde modulante.

MSLI: Modulation sinusoïdale de largeur d'impulsion.

n : Ordre d'une harmonique.

Port: Onde porteuse.

pu: Système par unité.

R_a : Résistance de l'induit d'une machine.

T : Période de temps.

T : Couple constant de charge appliqué au moteur.

TBCD: Transistor bipolaire en configuration Darlington.

V_a : Tension moyenne aux bornes d'une machine à courant continu.

VBE: Tension base-émetteur.

V_c : Tension de commande.

V_c : Tension aux bornes d'un condensateur.

VCE: Tension collecteur-émetteur.

V_m: Tension crête d'une onde sinusoïdale.

W: Vitesse en radians par seconde.

w: Fréquence en radians par seconde.

w_r: Fréquence de coupure en radians par seconde.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Conversion alternatif-continu

La conversion d'un courant alternatif en un courant continu est réalisée en redressant le courant et la tension provenant d'une source sinusoïdale alternative, afin d'obtenir un courant et une tension continue fixe ou variable selon l'application. Dans le cas des alimentations pour machines à courant continu, la tension de sortie du convertisseur doit être réglable selon le besoin du procédé. La figure 1.1 montre le diagramme bloc d'un convertisseur alternatif-continu.

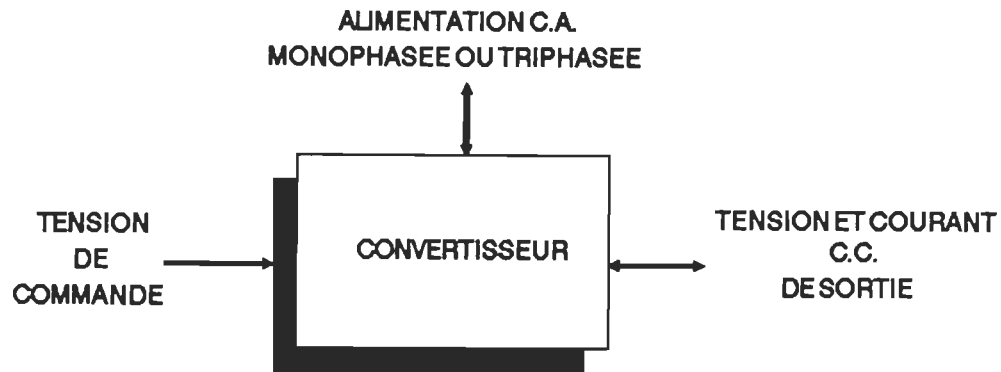


Figure 1.1. Diagramme bloc d'un convertisseur alternatif-continu idéal.

On peut définir les caractéristiques d'une conversion idéale comme suit:

- 1) tension et courant de sortie sans ondulation,
- 2) fonctionnement dans les quatre quadrants du plan tension/courant,
- 3) aucune injection d'harmoniques dans le réseau d'alimentation,

4) rendement de 100 % et facteur de puissance unitaire.

Afin d'obtenir des caractéristiques se rapprochant le plus près possible des caractéristiques idéales indiquées ci-dessus, différentes structures de convertisseur ont été développées. Les plus populaires sont présentées aux figures 1.2 et 1.3.

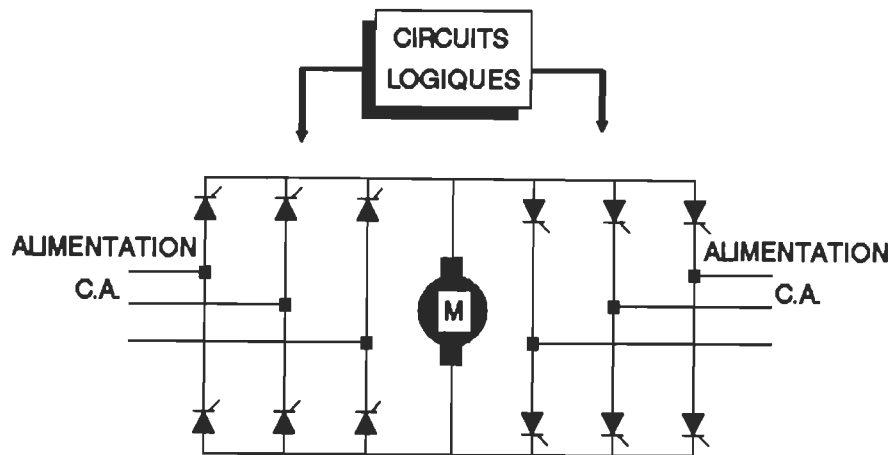


Figure 1.2. Montage parallèle de convertisseurs à thyristors avec logique d'inversion.

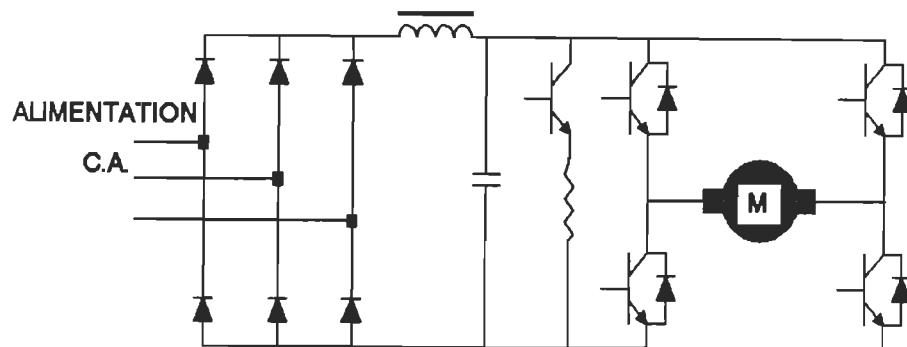


Figure 1.3. Structure avec redresseur, filtre intermédiaire et hacheur à quatre quadrants.

1.2 Problèmes associés aux structures conventionnelles

Les problèmes associés à tous les convertisseurs de type alternatif-continu peuvent être groupés en trois catégories: (1) la réversibilité; (2) le facteur de puissance et (3) le contenu harmonique.

1.2.1 La réversibilité

La réversibilité d'un convertisseur permet à la machine qu'il alimente, de fonctionner aussi bien en moteur qu'en génératrice et par conséquent dans les quatre quadrants du plan tension/courant de la figure 1.4. On retrouve les ensembles convertisseur-moteur réversibles dans les applications où les accélérations sont aussi importantes que les décélérations, comme c'est le cas du contrôle de déplacement d'un axe de robot. La réversibilité d'un convertisseur se définit comme étant l'habilité d'un convertisseur à inverser le sens de transmission de puissance en un temps qui soit le plus court possible. Dans ce cas, il y a inversion du sens de circulation de l'énergie, donc, absorption par la source. Dans le cas de la figure 1.2, les quatre quadrants du plan tension/courant sont accessibles, mais il faut un temps de transfert imposé par la commande. L'énergie cinétique de la machine en freinage peut donc être réinjectée sous forme de puissance électrique dans la source d'alimentation. Dans le cas de la figure 1.3, le convertisseur n'est pas réversible car il ne permet pas une récupération de puissance par le réseau. Par contre, vu de la machine, les quatre quadrants du plan tension/courant sont respectés et l'inversion de puissance du moteur est rendue possible par la dissipation, dans un rhéostat, de l'énergie de freinage.

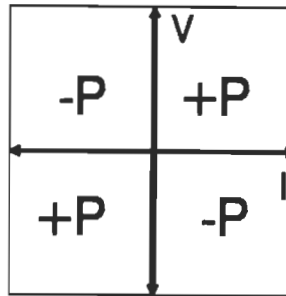


Figure 1.4. Plan tension/courant d'un convertisseur réversible.

1.2.2 Le facteur de puissance

Le deuxième problème, lié à la consommation des puissances active et réactive, est le facteur de puissance. Comme ce dernier est le produit du facteur de déplacement et du facteur de distorsion [1.1], le contenu harmonique tout autant que le déphasage entre la tension et la fondamentale de courant deviennent des considérations importantes.

[1.1]

$$FP := \cos(\phi) \cdot \cos(\delta)$$

$$\cos(\phi) := \frac{I_{1P}}{\sqrt{I_{1P}^2 + I_{1Q}^2}} \quad \cos(\delta) := \frac{E_{do} \cdot I_d}{V \cdot I} \quad \frac{W}{VA}$$

I_{1P} : Représente la composante en phase du courant de ligne.

I_{1Q} : Représente la composante en quadrature du courant de ligne.

E_{do} : Représente la tension moyenne de sortie.

I_d : Représente le courant sur la barre continue.

Pour la figure 1.2, le facteur de puissance est surtout dicté par le facteur de déplacement qui évolue avec l'angle de retard à l'amorçage.

Donc, un fonctionnement à faible vitesse entraîne une dégradation importante du facteur de puissance. Pour la figure 1.3, le facteur de puissance est constant et dépend du facteur de distorsion produit par le type de redresseur d'entrée. Dans le cas du redresseur triphasé de la figure 1.3, le facteur de puissance est supérieur à 90 %, ce qui se rapproche du convertisseur idéal.

1.2.3 Le contenu harmonique

Le problème du contenu harmonique comporte deux aspects: le taux d'ondulation du courant et de la tension appliquée au moteur à courant continu, d'une part, et le niveau de distorsion du courant vu par le réseau alternatif, d'autre part. Vu du côté du réseau alternatif, la présence d'une onde de courant unique et parfaitement sinusoïdale à la fréquence du réseau d'alimentation serait idéale. Du côté continu, la présence d'une composante continue seule, représenterait une tension et un courant parfaitement lisses. La combinaison de ces deux caractéristiques produirait le convertisseur idéal. Dans le cas de la figure 1.2, le contenu harmonique produit par la forme non-sinusoïdale de courant est bien connu ($6n \pm 1$) et nécessite la présence d'un filtre de ligne afin de réduire l'injection d'harmoniques indésirables au réseau d'alimentation. Du côté continu, on retrouve la présence d'harmoniques d'ordre $6n$, ce qui fait augmenter significativement l'ondulation de courant et par conséquent, l'oscillation de couple. Pour la figure 1.3, le redresseur de tête à la même structure qu'à la figure 1.2 et son contenu harmonique reste le même que précédemment lorsque l'angle de retard à l'amorçage est à zéro degré. Par contre, du côté continu, la fréquence d'opération du hacheur

détermine directement les harmoniques apparaissant dans le spectre de courant. Plus la fréquence est élevée, plus le contenu harmonique se rapproche de celui décrit comme étant idéal.

Donc, chacun des deux convertisseurs présentés a ses avantages et ses inconvénients et plusieurs solutions ont été proposées pour résoudre les problèmes cités ci-dessus.

1.3 Solutions proposées

Plusieurs topologies ont été proposées pour résoudre en partie les problèmes discutés précédemment. Les topologies des figures 1.5 et 1.6 en sont deux exemples. Le convertisseur de la figure 1.5 est une version améliorée d'un convertisseur en pont de Graëtz utilisé à la figure 1.2. Les avantages de ce convertisseur [9] se trouvent au niveau de l'amélioration du facteur de puissance et du taux d'ondulation de courant du côté continu. Le principal désavantage de cette configuration est que ces améliorations sont atteintes seulement pour une plage restreinte d'angle de retard à l'amorçage.

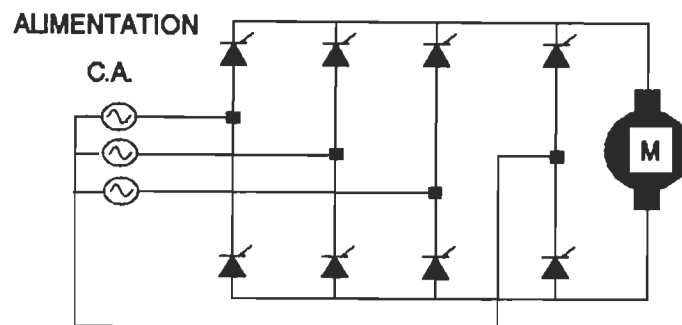


Figure 1.5. Convertisseur en pont de Graëtz modifié à huit thyristors.

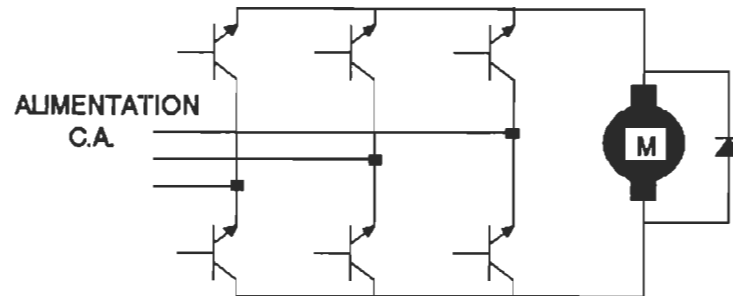


Figure 1.6. Convertisseur en pont de Graëtz à commutation forcée.

Pour la figure 1.6, le concept de la commutation forcée a été adopté [3]. Ceci permet un fonctionnement à facteur de déplacement unitaire et une amélioration de la distorsion harmonique totale aussi bien du côté continu que du côté réseau. Par contre, le fonctionnement en commutation forcée fait diminuer le rendement du convertisseur et augmente significativement la complexité de la commande.

Ces deux exemples de convertisseurs développés pour améliorer les problèmes discutés précédemment montrent bien l'intérêt porté sur la conversion CA/CC (courant alternatif à courant continu). Beaucoup d'autres travaux ont été faits, sur la commande par modulation de largeur d'impulsion par exemple [2][3][5][6], et indique qu'il y a encore beaucoup de temps à investir et que des solutions restent encore à trouver.

1.4 Convertisseur proposé

Ce mémoire présente un nouveau type de convertisseur CA/CC qui permet d'améliorer les problèmes de réversibilité, de facteur de puissance et de contenu harmonique abordés pour les convertisseurs actuellement utilisés par l'industrie. La structure proposée à la figure 1.7 se divise en trois sections: 1) le redresseur d'entrée, 2) l'étage tampon et 3) l'étage de découpage.

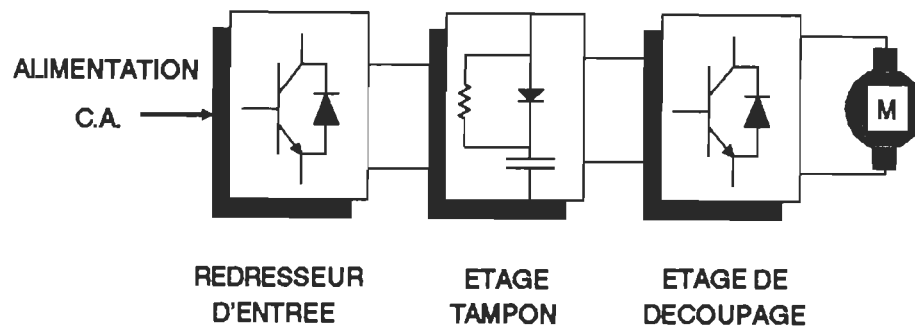


Figure 1.7. Diagramme bloc du convertisseur proposé.

Ce convertisseur se veut un mariage entre les configurations des figures 1.2 et 1.3 et permet d'obtenir les avantages de chacun de ces convertisseurs dans une seule unité de conversion. La réversibilité est réalisée à l'aide d'un étage redresseur bi-directionnel en courant tandis que le facteur de puissance est optimisé par un facteur de déplacement unitaire et une commande par modulation de largeur d'impulsion. Le contenu harmonique dépend principalement de la fréquence de fonctionnement de l'étage de découpage et du type de modulation utilisé.

Le convertisseur proposé est d'abord présenté en deux volets qui sont: les éléments de puissance et les éléments de commande. Par la suite, le convertisseur est discuté en détail sous les formes monophasé et triphasé tout en soulignant les avantages et désavantages de chacun

avec résultats à l'appuie.

CHAPITRE 2

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

2.1 Introduction

Ce chapitre présente les principes de fonctionnement du convertisseur proposé, en décrivant séparément chacune des parties intégrantes et en insistant sur les différences fondamentales de ce convertisseur par rapport à d'autres travaux qui ont été faits sur ce sujet.

2.2 Convertisseur de base

La configuration de base sur laquelle repose le convertisseur proposé est montrée à la figure 2.1 et consiste en un redresseur monophasé ou triphasé qui alimente, par l'intermédiaire d'un filtre intermédiaire, un hacheur à quatre quadrants. Pour résumer le fonctionnement de ce convertisseur, la figure 2.3 représente deux quadrants du plan tension/courant, de la figure 2.2, pour une commande dite en H. Il est à noter que le redresseur ainsi que le filtre intermédiaire représentent, vu du hacheur, une source de tension idéale. Comme ce concept représente une solution partielle aux problèmes discutés au chapitre un, il serait intéressant de continuer les travaux faits sur ce sujet.

Le filtre intermédiaire fait en sorte d'isoler complètement l'étage de redressement de l'étage de découpage. De plus, ce filtre a le désavantage d'occuper un espace physique important, ce qui limite le niveau

d'intégration du convertisseur. On retrouve également la résistance "shunt" qui est utilisée lors de freinage du moteur. Cette résistance crée un échauffement inévitable du convertisseur et demande l'utilisation d'espace physique supplémentaire pour satisfaire l'échange thermique. De plus, le niveau de complexité supplémentaire relié au contrôle de la barre à courant continu n'est pas très intéressant. Par contre, vu du réseau, le convertisseur de base se comporte comme un simple pont de diode alimentant une source de courant, peu importe le point de fonctionnement.

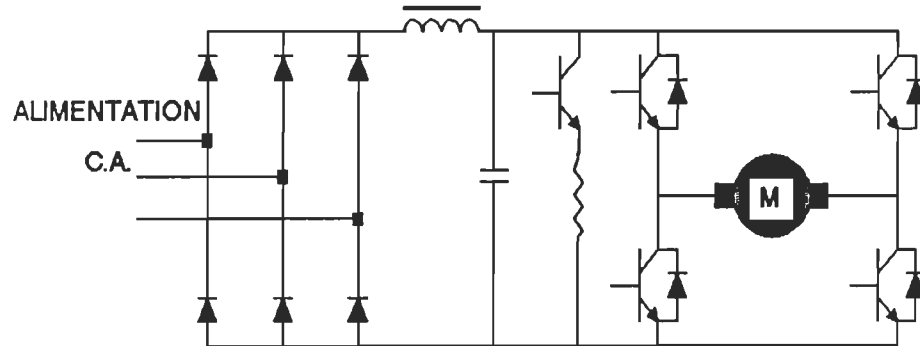


Figure 2.1. Hacheur à quatre quadrants de base.

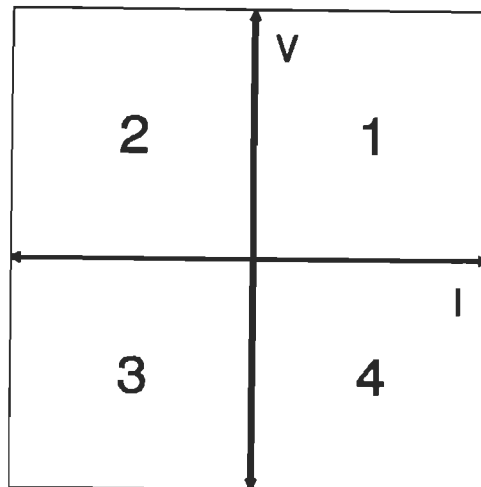
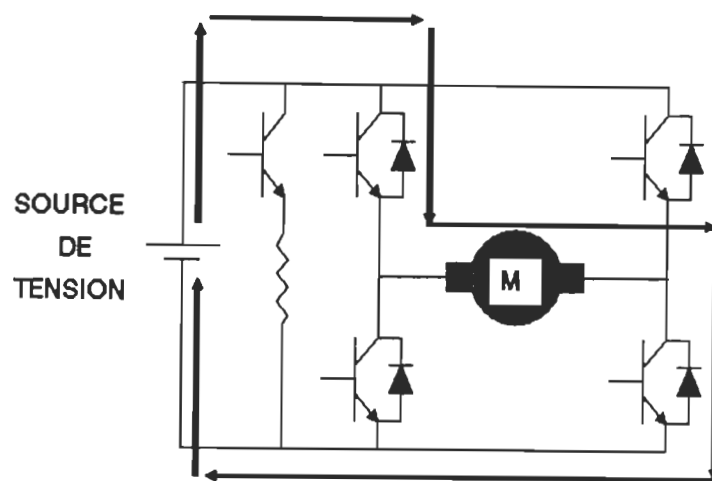
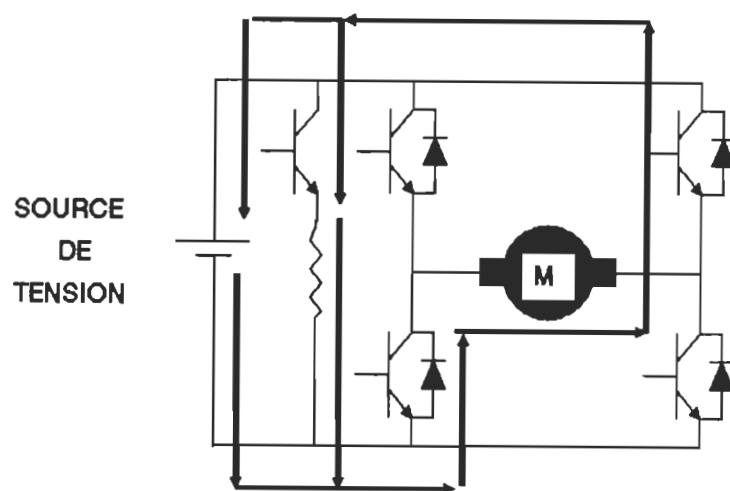


Figure 2.2. Plan tension/courant.



A)



B)

Figure 2.3. Exemple d'opération du hacheur pour: a) le quadrant #1 et B) le quadrant #4.

Il faut noter que l'utilisation d'un hacheur à quatre quadrants

entraîne diverses contraintes de fonctionnement qui sont reliées aux protections contre les courts-circuits d'un bras du hacheur. Comme la commutation d'un interrupteur à l'autre n'est pas instantanée, un délai doit être inséré entre la commande envoyée à chacun des interrupteurs et une protection contre les montées trop rapides de courant doit être ajoutée. Les chapitres trois et quatre décrivent en détail la commande alors utilisée ainsi que les unités de puissance implantées.

Si maintenant, on enlève complètement le filtre intermédiaire, on obtient un lien direct entre le redresseur d'entrée et l'étage de découpage. On peut alors se demander comment le convertisseur se comportera?

2.3 Elimination du filtre intermédiaire

Si on élimine le filtre intermédiaire, on retrouve le circuit de la figure 2.4 qui représente la version un quadrant du convertisseur proposé.

Cette version du convertisseur peut être ramenée au convertisseur de la figure 2.5 sans que le fonctionnement en soit affecté [3]. Ce convertisseur a comme principal avantage de fonctionner avec un facteur de déplacement unitaire peu importe le point d'opération. De plus, le type de modulation utilisé affecte directement le contenu harmonique du courant de ligne et par conséquent, le facteur de distorsion qui détermine le facteur de puissance.

Ce convertisseur s'est avéré très performant et plusieurs travaux ont déjà été réalisés sur ce sujet. [2][3]... Le problème est que chacun de ces convertisseurs ne peut fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple/vitesse.

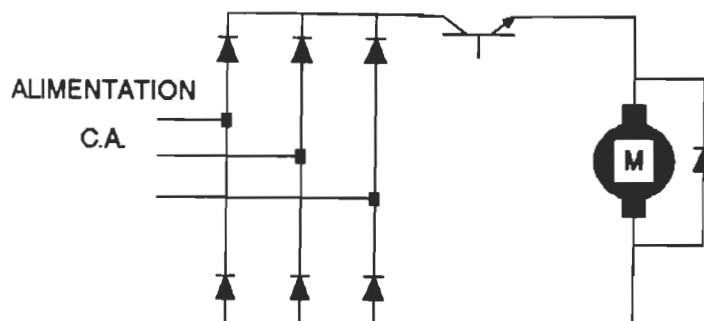


Figure 2.4. Convertisseur un quadrant obtenu par l'élimination du filtre intermédiaire.

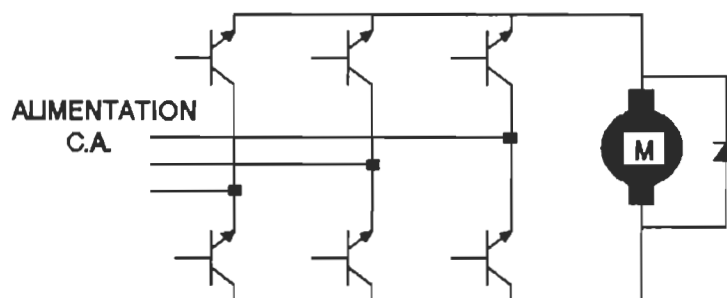


Figure 2.5. Convertisseur équivalent dit à commutation forcée.

Pour résoudre ce problème, un redresseur bi-directionnel en courant a été développé afin de permettre le freinage du moteur par récupération d'énergie. Le convertisseur alors obtenu est montré à la figure 2.6.

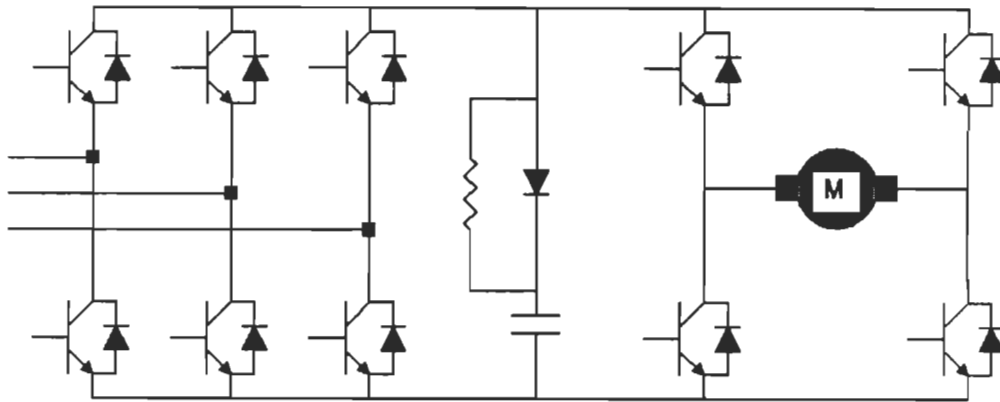


Figure 2.6. Convertisseur proposé avec redresseur deux quadrants.

2.3.1 Convertisseur d'entrée à deux quadrants

Le but du convertisseur d'entrée est de convertir la tension et le courant alternatif, provenant du réseau d'alimentation, en un courant et une tension continue pour l'alimentation du hacheur à quatre quadrants. De plus, le convertisseur d'entrée doit être bi-directionnel en courant, afin de permettre la récupération, par le réseau d'alimentation alternatif, de l'énergie produite par le freinage du moteur entraîné. Il faut aussi noter que tout appareil alimenté par une tension continue, pouvant fonctionner dans les quatre quadrants du plan tension/courant, peut être branché au hacheur et fonctionner en récupération d'énergie par le réseau.

Les deux configurations de redresseurs utilisés sont présentées aux figures 2.7 et 2.8 dans leurs versions monophasé et triphasé.

Le principe de fonctionnement est basé sur la synchronisation de la commande de l'interrupteur avec la permission de conduction de la diode correspondante. De cette façon, la sélection de l'élément qui portera le

courant est imposée par le sens de circulation du courant sur la barre à courant continu. Il faut donc porter une attention particulière au circuit de synchronisation qui représente la clé du bon fonctionnement du redresseur d'entrée. Une discussion sur le circuit de synchronisation utilisé est présentée au chapitre trois.

La figure 2.9 montre le comportement du courant dans des conditions idéales de fonctionnement utilisant une commande en H du hacheur de courant.

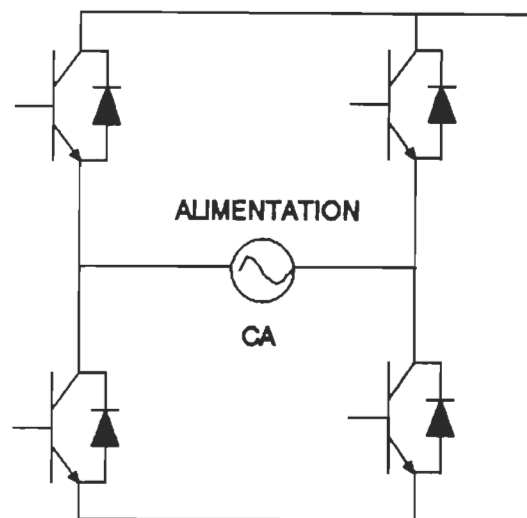


Figure 2.7. Redresseur monophasé bi-directionnel en courant .

La figure 2.9 nous permet de constater que la commutation, de la diode à l'interrupteur , doit se faire le plus naturellement possible. Donc, la commande de l'interrupteur doit être présente tout au long de la conduction de la diode.

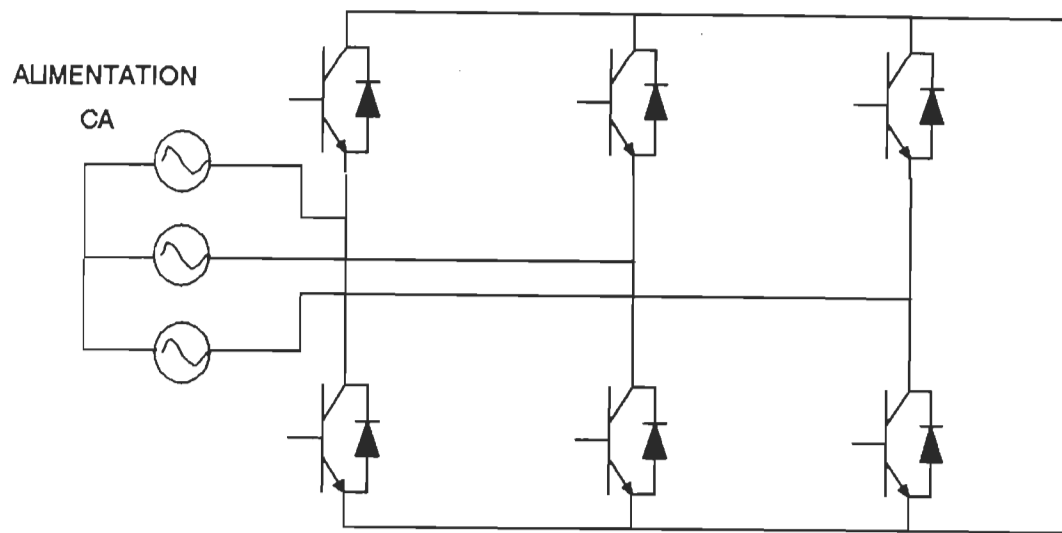
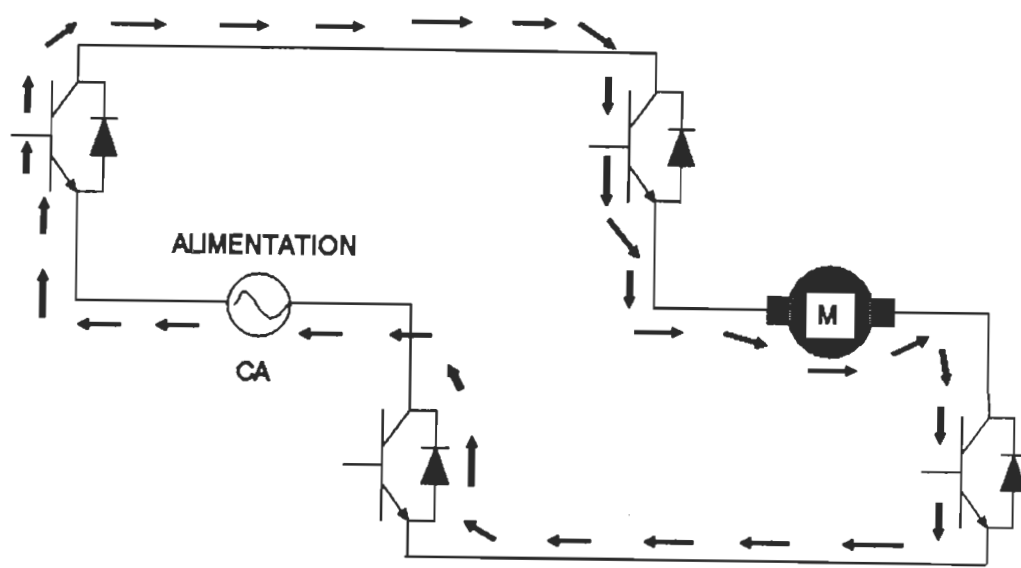
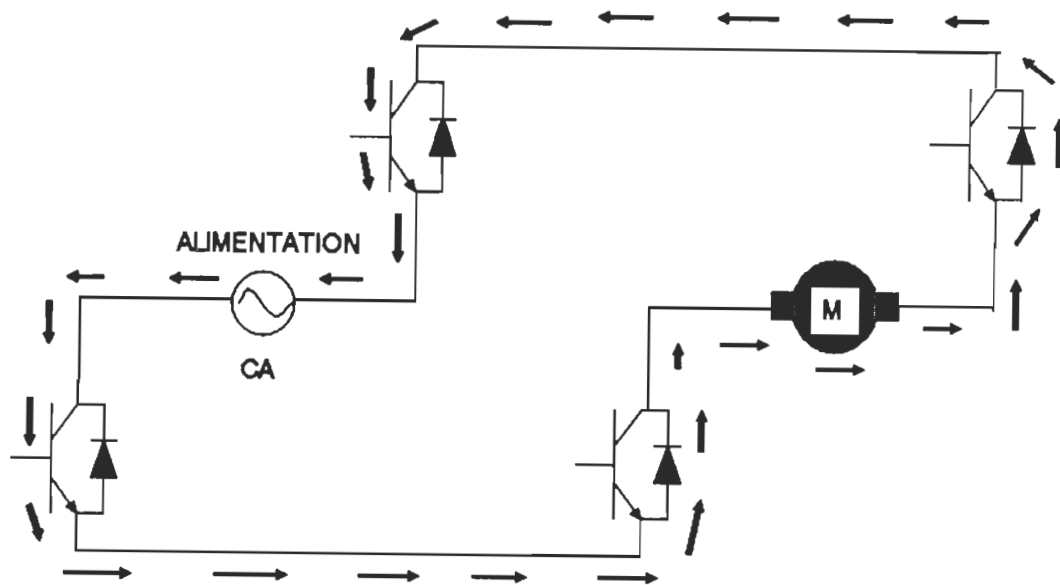


Figure 2.8. Redresseur triphasé bi-directionnel en courant.

La commutation d'une diode à l'autre se faisant naturellement, il devient très difficile de faire commuter la commande des interrupteurs de façon aussi naturelle. Il est donc préférable d'ajouter entre l'étage de redressement et l'étage de découpage, un étage tampon qui permet d'absorber, lors de la commutation d'un interrupteur à l'autre, l'énergie alors produite par la source de courant du moteur. La présence de cet étage tampon permet l'addition d'un délai de transfert et diminue ainsi le risque de court-circuit au point de commutation des diodes. La figure 2.10 montre l'effet d'une mauvaise synchronisation sur le passage d'un interrupteur à l'autre. Le chapitre trois traite de la commande du redresseur d'entrée choisi.

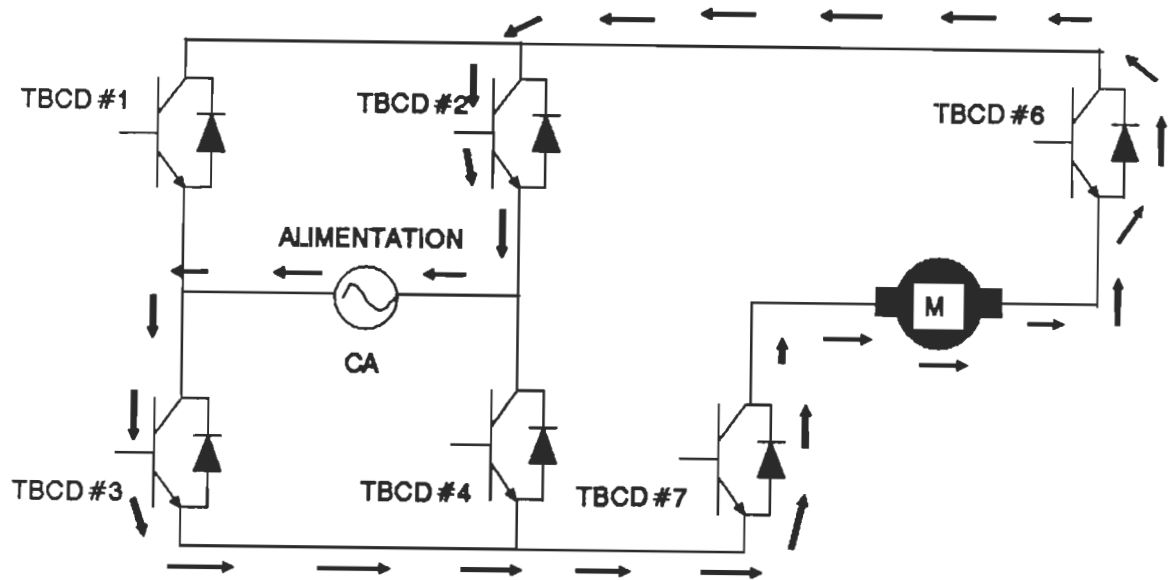


A)

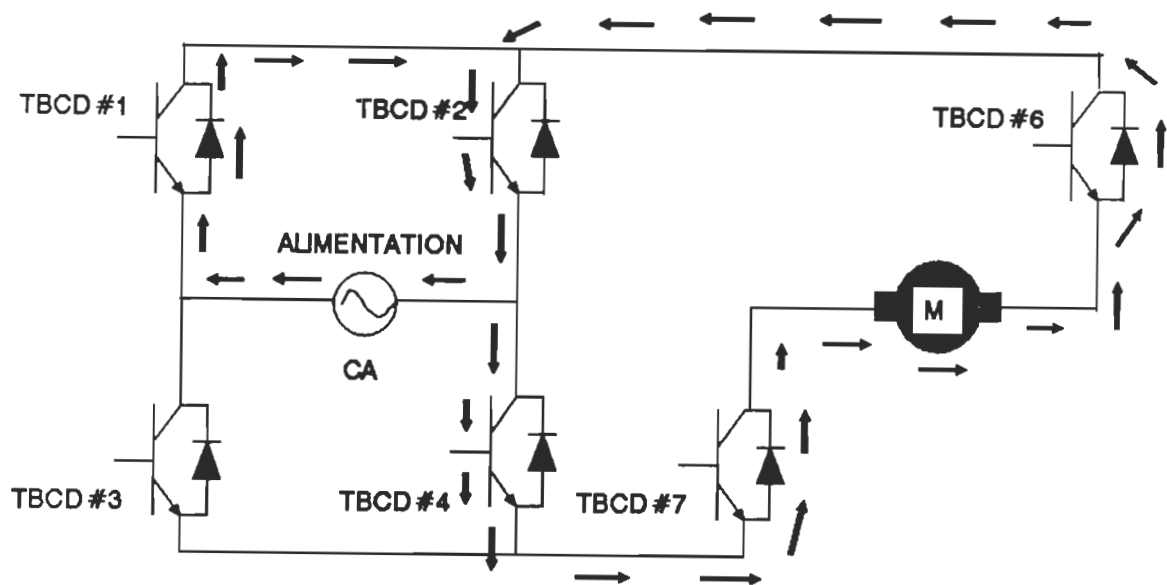


B)

Figure 2.9. Fonctionnement du convertisseur monophasé pour: a) fonctionnement initial, b) inversion du courant sur la barre à courant continu.



A)



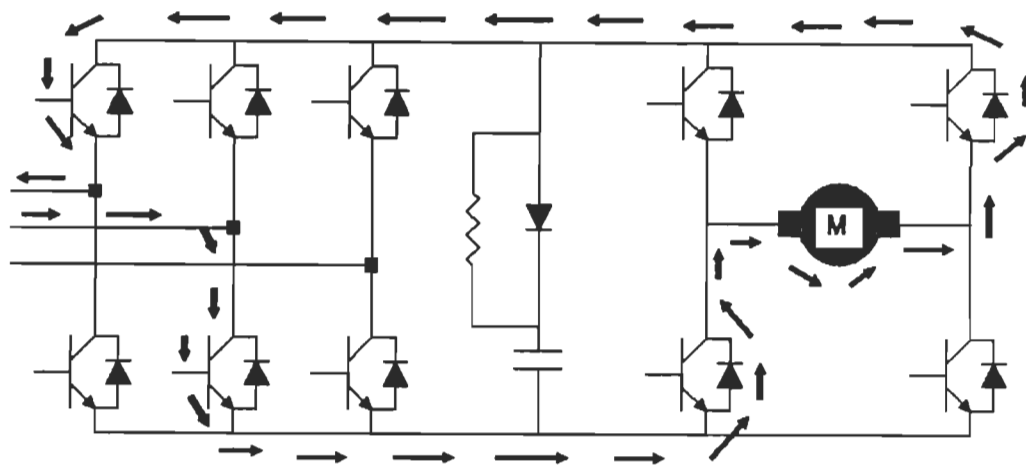
B)

Figure 2.10. Exemple de l'effet d'une mauvaise synchronisation de la commande des interrupteurs. a) Fonctionnement initial, b) effet du passage par zéro de la tension du réseau avec une mauvaise synchronisation de la commande des interrupteurs.

2.3.2 Etage tampon

L'étage tampon sert à absorber, durant une commutation des interrupteurs du redresseur d'entrée, l'énergie injectée par la source de courant produite par l'inductance de la machine entraînée.

Pour bien comprendre l'effet du circuit tampon, regardons la figure 2.11. On peut voir qu'il est préférable de limiter la durée d'une commutation afin de réduire l'élévation de tension aux bornes du condensateur. Ceci a pour effet d'atténuer les pointes de courant apparaissant entre la source et le condensateur lors de la remise en conduction d'un interrupteur d'entrée et par conséquent, de réduire la dissipation dans la résistance d'évacuation du circuit tampon.



A)

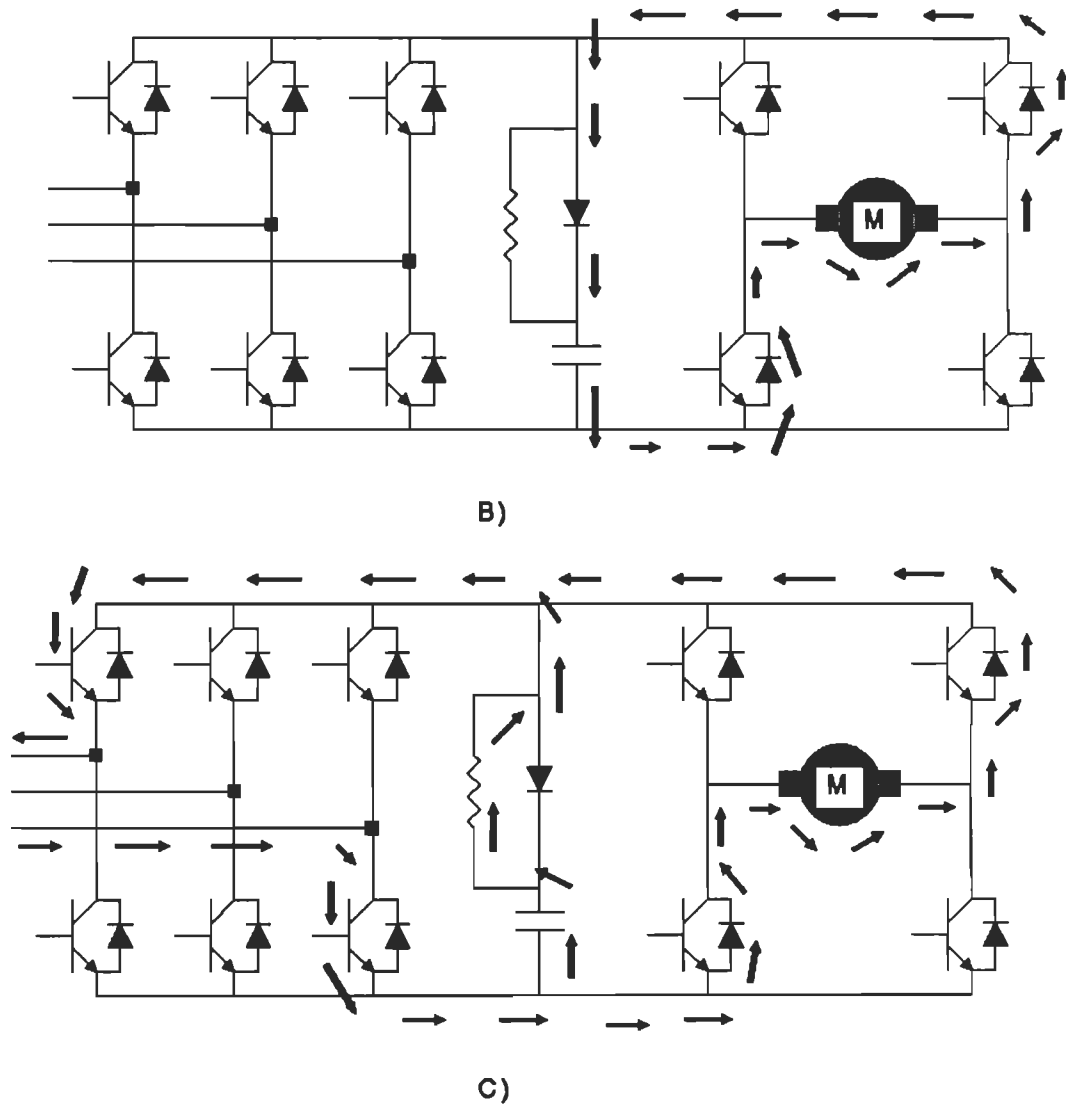


Figure 2.11. Comportement du courant lors d'une commutation. a) Avant, b) pendant, c) après.

2.4 Filtre d'entrée

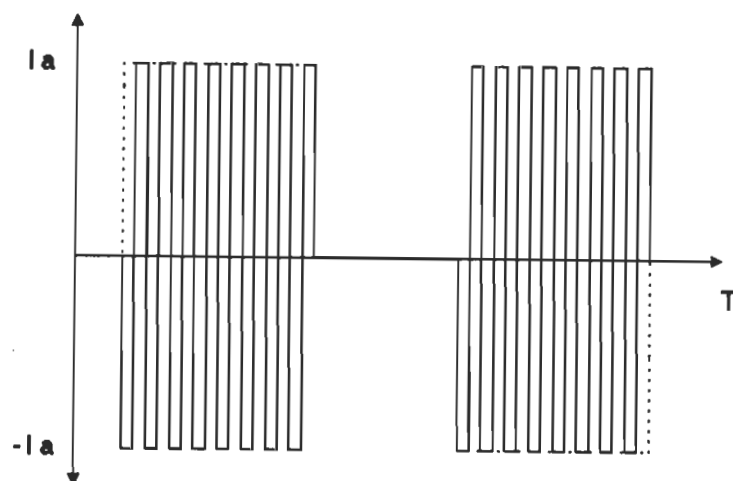
Comme le courant dans chacune des lignes d'alimentation est l'image, dans le cas du convertisseur proposé, du courant de la barre à courant continu, il faut s'attendre à avoir une forme d'onde de courant ligne complètement différente de celle produite par le convertisseur de base. La figure 2.12 représente les formes d'ondes de courant théoriques alors obtenues pour un redresseur triphasé d'entrée.

Si on laisse le convertisseur proposé fonctionner ainsi, la pollution harmonique alors produite sur le réseau d'alimentation sera excessive et risque d'entraîner des problèmes sérieux. De plus, le taux de distorsion harmonique du courant alors obtenu affectera significativement le facteur de puissance.

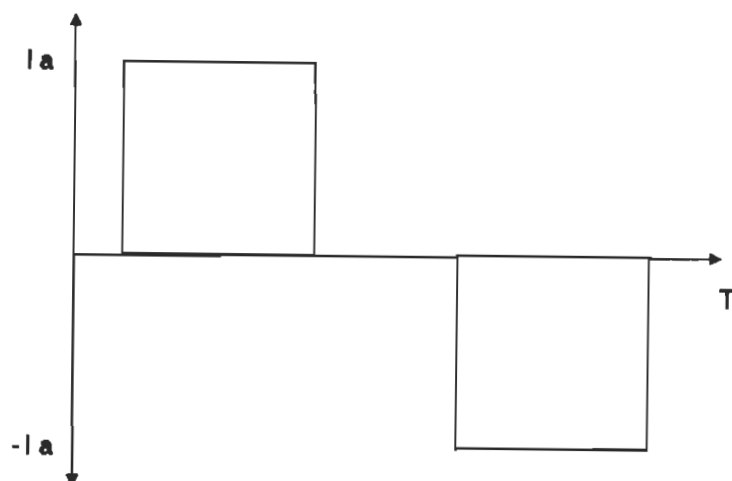
Pour éliminer ce problème, un filtre d'entrée de type LC est utilisé et permet d'obtenir à nouveau un contenu harmonique semblable à celui du convertisseur de base. L'avantage de ce type de fonctionnement est que la fréquence de découpage du hacheur, qui est habituellement beaucoup plus élevée que la fréquence du réseau d'alimentation, peut facilement être éliminée par l'utilisation d'un condensateur combiné à l'inductance de fuite du transformateur d'alimentation. Plus la fréquence de coupure de ce filtre sera basse, plus le contenu harmonique se rapprochera d'une forme d'onde parfaitement sinusoïdale qui est le cas idéal.

Comme le facteur de puissance d'un pont de diode triphasé est déjà de l'ordre de 95 %, il n'est pas vraiment nécessaire de tenter d'abaisser la fréquence de coupure du filtre à une valeur près de 60 Hz car, à ce

point, les valeurs des condensateurs du filtre deviennent excessives.



A)



B)

Figure 2.12. Formes d'ondes de courant ligne théoriques pour a) Convertisseur proposé et b) convertisseur de base.

On se contentera donc de filtrer les composantes produites par le hacheur afin de conserver le spectre de fréquence d'ordre $6n \pm 1$ obtenue pour le

convertisseur base. La technique de sélection des valeurs de condensateur [7] est expliquée en détail au chapitre 4.

2.5 Conclusion

La différence fondamentale avec les autres types de convertisseurs, dits à commutation forcée, se trouve au niveau de la réversibilité. Le convertisseur proposé ici permet un passage très efficace d'un quadrant à l'autre et ce, sans être limité par des contraintes de dissipation thermique ou de délai de commutation. De plus, tous les avantages discutés dans les travaux précédents sur la conversion CA/CC par commutation forcée restent valables, ce qui représente un point important dans la recherche du convertisseur idéal.

CHAPITRE 3

CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

3.1 Introduction

Le chapitre trois présente les caractéristiques de fonctionnement de chacune des sections du convertisseur proposées.

La première section traite des différents types de commande utilisés pour le hacheur à quatre quadrants. Par la suite, la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) est introduite ainsi que son effet sur les contenus harmoniques des courants réseau et moteur. Une comparaison de comportement entre le hacheur de base et le convertisseur proposé est montrée afin de faire ressortir les différences fondamentales. Une attention particulière est donnée au problème de synchronisation entre le hacheur et le réseau d'alimentation. Pour terminer, la commande du redresseur d'entrée est discutée.

3.2 La commande d'un hacheur de courant

La commande d'un hacheur peut être définie comme étant la séquence de conduction des unités de commutation qui le forme. Deux types de commande sont habituellement utilisés: 1) la commande en H et 2) la commande combinée.

3.2.1 La commande en H

La commande en H consiste à ordonner une séquence de conduction en paire complémentaire. Ceci signifie que les TBCD (transistor bipolaire en

configuration darlington) un et quatre reçoivent simultanément la même commande tandis que les TBCD deux et trois reçoivent la commande contraire. La figure 3.1 montre ce fonctionnement.

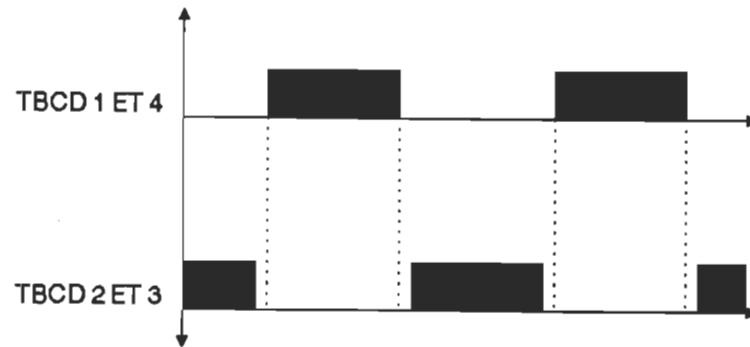


Figure 3.1. Séquence de conduction des TBCD lors d'une commande en H.

On remarque sur la figure précédente qu'un délai entre la commande de chaque paire de TBCD a été ajouté afin de protéger le hacheur contre les courts-circuits possible de la barre à courant continu. Ce délai a été fixé en pratique à 10,0 us ce qui correspond à deux fois le temps de commutation maximum d'une unité.

La commande en H permet d'obtenir comme fonction de transfert une équation parfaitement linéaire qui ne possède pas de discontinuité autour de zéro. De plus, elle permet une récupération instantanée de l'énergie produite par la source de courant représentant le moteur. La caractéristique de transfert est montrée à la figure 3.2 et les formes d'onde de tension et courant à la figure 3.3. Les équations qui régissent alors le comportement du moteur se retrouvent au nombre de trois et sont données par 3.1, 3.2 et 3.3.

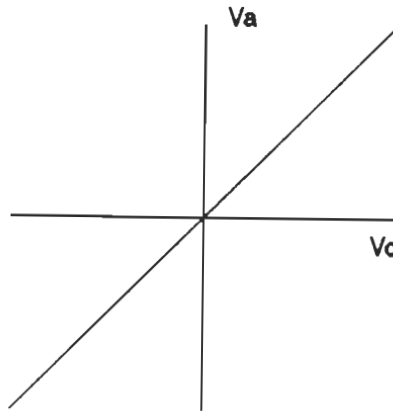


Figure 3.2. Caractéristiques de transfert d'un hacheur avec une commande en H.

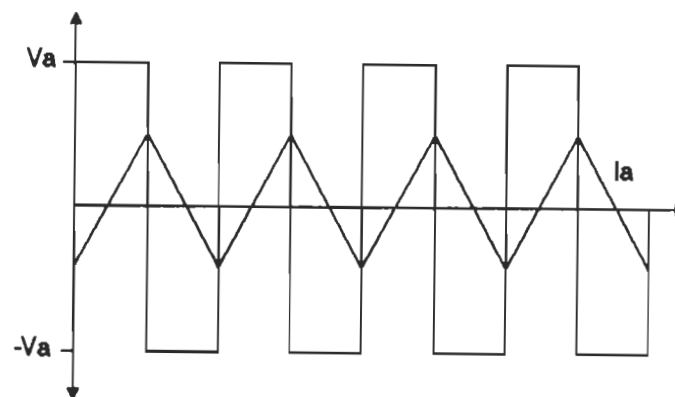


Figure 3.3. Formes d'ondes typiques d'un hacheur avec commande en H.

Lorsque V_a est positif.

[3.1]

$$V_a := R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{d}{dt} I_a + K_e \cdot \omega$$

$K\Phi$ - constante électromotrice de la machine pour une excitation séparée ou permanente.

w - vitesse de rotation en radian par seconde.

R_a - résistance d'induit incluant le rotor, les balais et les pôles de commutation.

L_a - inductance de l'induit de la machine.

Pour V_a négatif,

[3.2]

$$-V_a := R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{d}{dt} I_a + K\Phi \cdot w$$

les conditions finales de l'équation 3.1 représentent les conditions initiales de l'équation 3.2 et vice-versa.

L'équation mécanique du système est donnée par:

[3.3]

$$K_m \cdot I_a := J \cdot \frac{d}{dt} w + F \cdot w + T$$

K_m - constante de fabrication de la machine et est habituellement posée égale à $K\Phi$

J - inertie de la machine

F - friction de la machine

T - couple constant appliqué à la machine.

Le plus grand avantage de la commande en H est l'impossibilité d'obtenir une discontinuité de courant. Cette caractéristique est très importante pour les asservissements d'actionneur de robot car; le temps de réponse ainsi que le gain de boucle sont beaucoup influencés par la discontinuité de courant [11]. Par contre, l'application de dv/dt important sur les enroulements de la machine, crée des vibrations électromécaniques produisant un son d'intensité important. De plus, les dI_a/dt importants entraînent des oscillations de couple sur l'arbre de la machine qu'il faut limiter. Il est donc préférable d'opérer le hacheur à des fréquences de l'ordre de 16 kHz afin de rendre le son, émis par les bobinages de la machine, inaudible et de diminuer significativement le taux d'ondulation du courant dans la machine. L'autre solution à ces problèmes est l'utilisation de la commande combinée.

3.2.2 La commande combinée

Comme la commande avec période de roue libre de la figure 3.4 ne peut être utilisée à bas courant, dû à l'obtention d'une discontinuité de courant, on peut la combiner avec la commande en H comme le montre la figure 3.5. De cette façon, il est possible de maintenir le contrôle du courant pour une valeur moyenne nulle tout en réduisant le taux d'ondulation du courant ainsi que l'émission de son lors d'un fonctionnement à fort courant où la discontinuité de courant n'est pas possible. Cette diminution du taux d'ondulation du courant s'explique facilement par les équations 3.4 et 3.5 qui régissent le fonctionnement du moteur lors d'une commande avec roue libre.

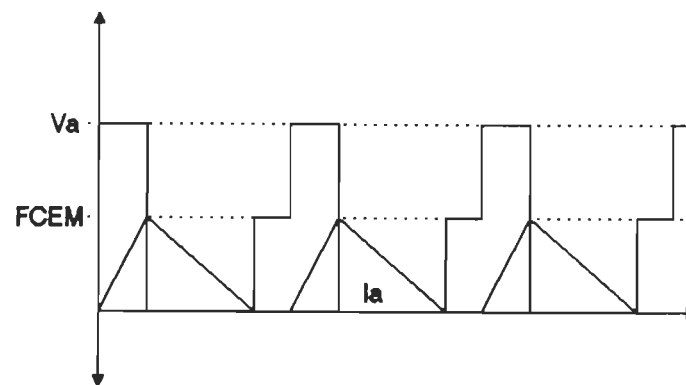


Figure 3.4. Formes d'ondes de tension et courant, typiques pour une commande avec période de roue libre.

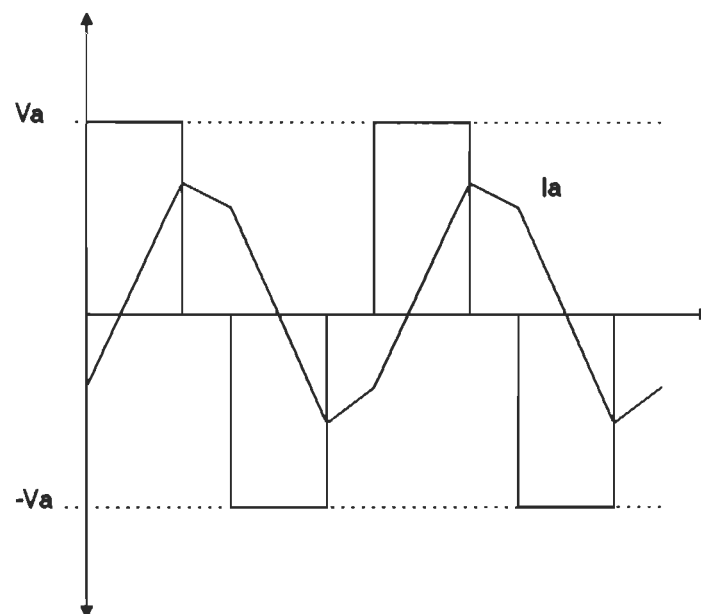


Figure 3.5. Formes d'ondes obtenues avec la commande combinée.

[3.4]

$$V_a := R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{d}{dt} I_a + K_e \cdot \omega$$

Cette équation est exactement la même que pour la commande en H. Par contre, lors de la roue libre, on trouve:

[3.5]

$$0 := R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{d}{dt} I_a + K_\phi \cdot \omega$$

et

$$\frac{d}{dt} I_a := \frac{-R_a \cdot I_a - K_\phi \cdot \omega}{L_a}$$

qui est plus petit pour la même vitesse que

$$\frac{d}{dt} I_a := \frac{-V_a - R_a \cdot I_a - K_\phi \cdot \omega}{L_a}$$

qui représente la pente du courant lors de l'inversion de la tension V_a dans une commande en H.

Ce qui rend la commande combinée moins intéressante, c'est la non-linéarité de la fonction de transfert obtenue montrée à la figure 3.6.

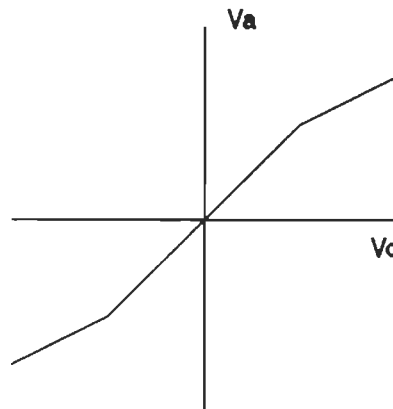


Figure 3.6. Caractéristiques de transfert du hacheur avec une commande combinée.

Cette cassure de la caractéristique est produite par une diminution du gain du convertisseur, d'un facteur deux, au point de disparition d'une partie négative de tension aux bornes de la machine. La figure 3.7 montre la tension de sortie avant et après le point de changement de gain.

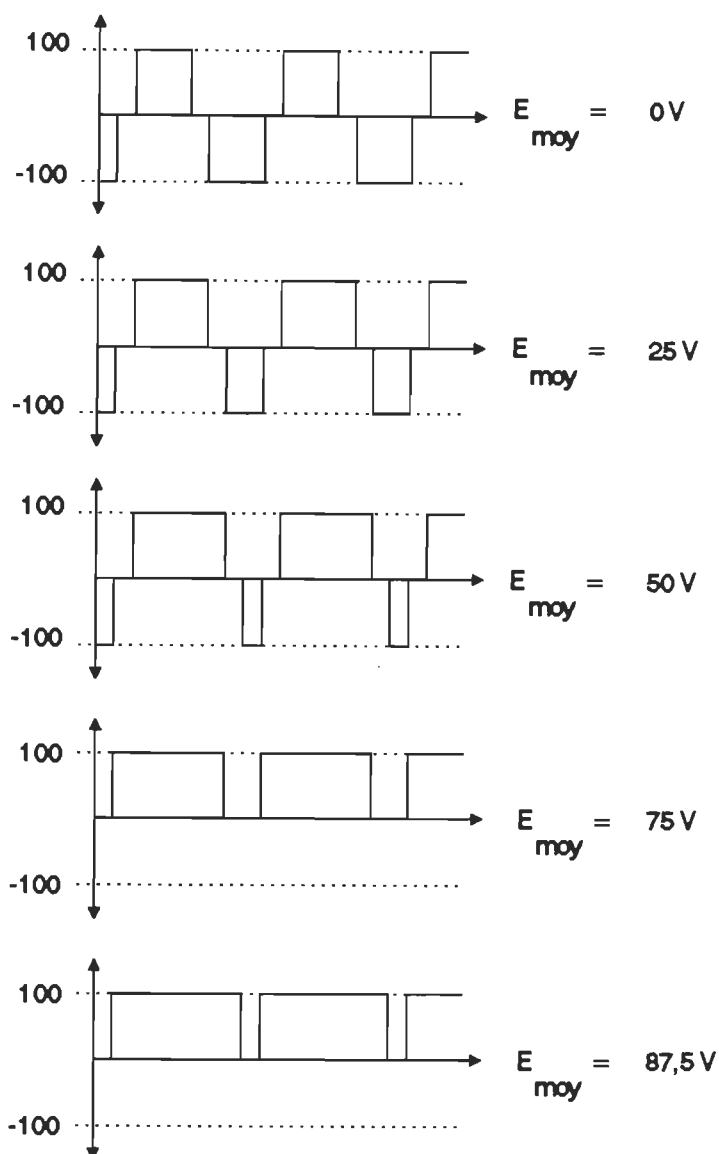


Figure 3.7. Evaluation de la tension moyenne pour une commande combinée.

On remarque, sur la figure précédente, que l'évolution de la tension

est de 25 V par étape de variation avant le point de changement et de 17.5 V ou $25\sqrt{2}$ V après ce même point d'où, la réduction du gain par un facteur deux. Ce problème de diminution de gain affecte directement les performances de la boucle d'asservissement utilisée sur le hacheur. Il faut donc utiliser un régulateur non-linéaire, ce qui complique la conception d'une boucle de régulation.

Pour le convertisseur proposé, une commande en H sera donc utilisée afin de simplifier la logique de commande ainsi que l'implantation d'un régulateur de courant. Les figures 3.8 et 3.9 montre les caractéristiques de transfert, obtenues en pratique. Le circuit utilisé pour produire une commande en H est expliqué au chapitre 5.

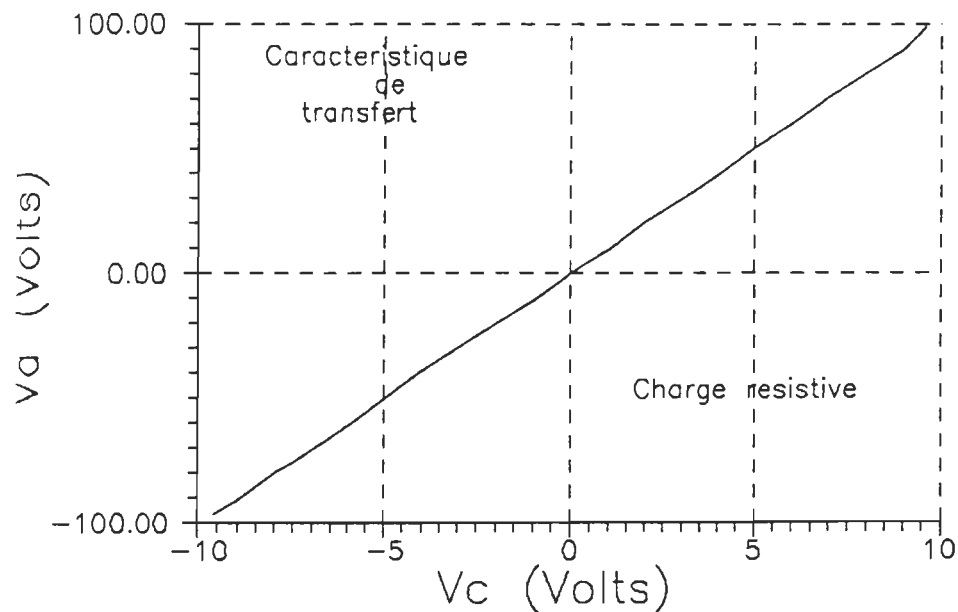


Figure 3.8. Caractéristique de transfert sur charge résistive.

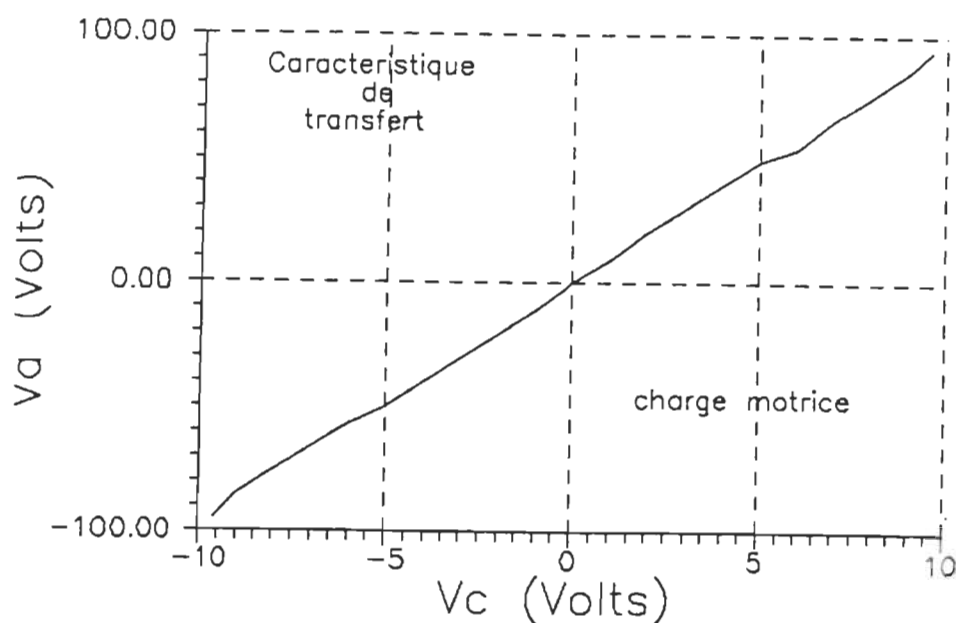


Figure 3.9. Caractéristique de transfert sur une machine à courant continu.

On remarque une légère différence entre les deux courbes, qui s'explique par la présence, dans la figure 3.9, de l'inductance du moteur qui agit comme une source de courant et modifie quelque peu la tension à la barre CC, ainsi qu'aux bornes du moteur. La fonction de transfert reste donc linéaire peu importe le point de fonctionnement demandé.

3.3 La modulation de largeur d'impulsion

La technique utilisée pour contrôler la puissance transmise au moteur, par l'intermédiaire d'une commande en H, est la MLI (modulation de largeur d'impulsion). Cette section propose l'étude de l'effet de la MLI sur le comportement du courant dans le moteur et dans le réseau

d'alimentation pour deux types de convertisseurs utilisant le hacheur à quatre quadrants. Les spectres de fréquences qui serviront à évaluer la pollution harmonique seront présentés et comparés.

Dans cette étude, la MELI (modulation égale de largeur d'impulsion) sera utilisée car elle représente la plus simple de tous les types de MLI et offre de bon résultats [3].

La MELI s'obtient en comparant une onde triangulaire, appelée porteuse, avec un niveau de tension continu variable appelé l'onde modulante. La figure 3.10 montre le principe de fonctionnement de la MELI.

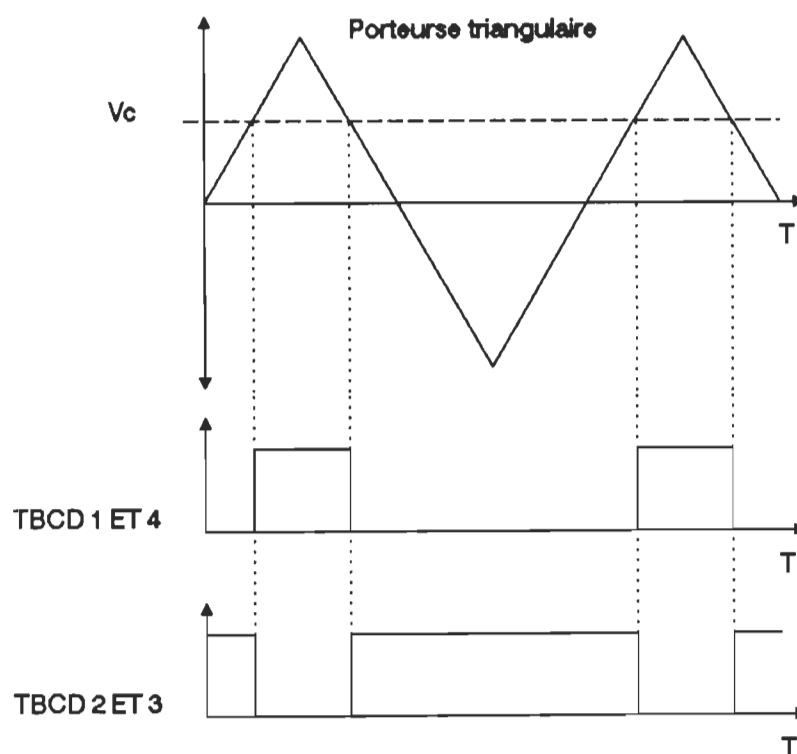


Figure 3.10. Principe de fonctionnement de la MELI (modulation égale de largeur d'impulsion).

Il est aussi possible d'utiliser deux tensions de commandes (onde modulante) légèrement décalées afin de produire un délai de commutation. Cette technique requiert la présence d'un comparateur supplémentaire ainsi qu'un décaleur de tension. La figure 3.11 montre la production d'un délai de commutation avec un décalage de tension.

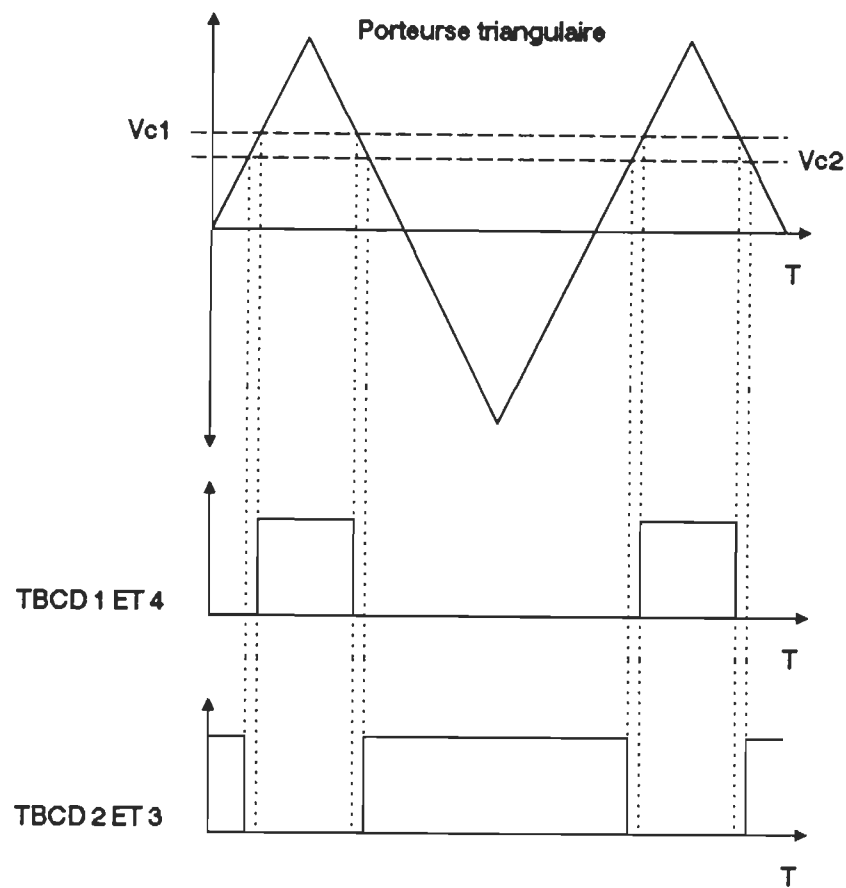


Figure 3.11. Production d'un délai de commutation par l'utilisation de deux tensions de commandes décalées.

Le principal désavantage de cette méthode est la variation du délai de commutation en fonction de la fréquence de la porteuse. Comme ce délai représente simplement une protection contre les courts-circuits de barre, il est plutôt recommandé de fixer ce délai par une circuiterie logique peu importe la fréquence de la porteuse. Le circuit utilisé pour réaliser cette fonction se trouve en annexe 2.

Comme le type de modulation est bien défini, on peut passer à l'étude de l'effet de la modulation sur le contenu harmonique de chacun des convertisseurs étudiés.

3.3.1 Effet de la modulation sur le convertisseur de base

Pour bien voir la différence entre le convertisseur proposé et le convertisseur de base, nous allons faire l'étude des contenus harmoniques produits par le convertisseur de base de la figure 3.12.

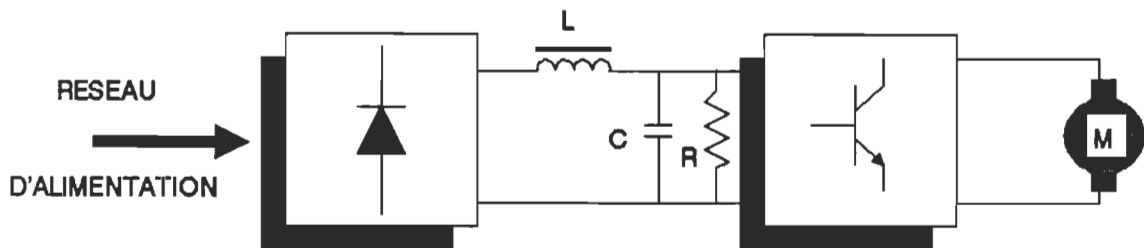


Figure 3.12. Convertisseur de base utilisant un hacheur à quatre quadrants et un filtre intermédiaire.

Il est à noter qu'une résistance shunt a été placée sur la barre à courant continu pour simplifier le fonctionnement ainsi que le contrôle de l'évacuation de l'énergie de freinage du moteur.

3.3.1.1 Harmoniques du côté moteur

Dans le convertisseur de base, le hacheur se trouve alimenté par une source de tension et le contenu harmonique du courant peut se déterminer simplement par celui de la tension. Si on pose la vitesse du moteur ainsi que le courant moyen nuls, la forme d'onde du courant devient simplement dictée par la sommation des harmoniques de tension sur l'impédance du moteur formée en majeure partie par l'inductance de l'induit.

Calculons d'abord le spectre de fréquence de la tension aux bornes du moteur, montré à la figure 3.3, en négligeant le délai de commutation. Le spectre de cette forme d'onde est obtenu en la décomposant en une sommation de deux formes d'ondes décalées dans le temps comme montrées à la figure 3.13. Sachant que le spectre d'un train d'impulsions est donné par l'équation 3.6, on peut trouver les spectres de fréquence de chacun des signaux par les équations 3.7 et 3.8.

[3.6]

$$C_n := A \cdot F_0 \cdot \tau \cdot \text{sinc} \left[n \cdot F_0 \cdot \tau \right]$$

La fonction SINC est définie par:

$$\text{sinc}(x) := \frac{\sin(\pi \cdot x)}{\pi \cdot x}$$

[3.7]
$$C_{1n} := A \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \tau \cdot \text{sinc} \left[n \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \right] \cdot \tau \right]$$

$$C_{1n} := \frac{A}{2} \cdot \text{sinc} \cdot \left[\frac{n}{2} \right]$$

$$C_{1n} := \frac{A}{2} \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{2} \right] \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot F_0 \cdot \alpha_0}$$

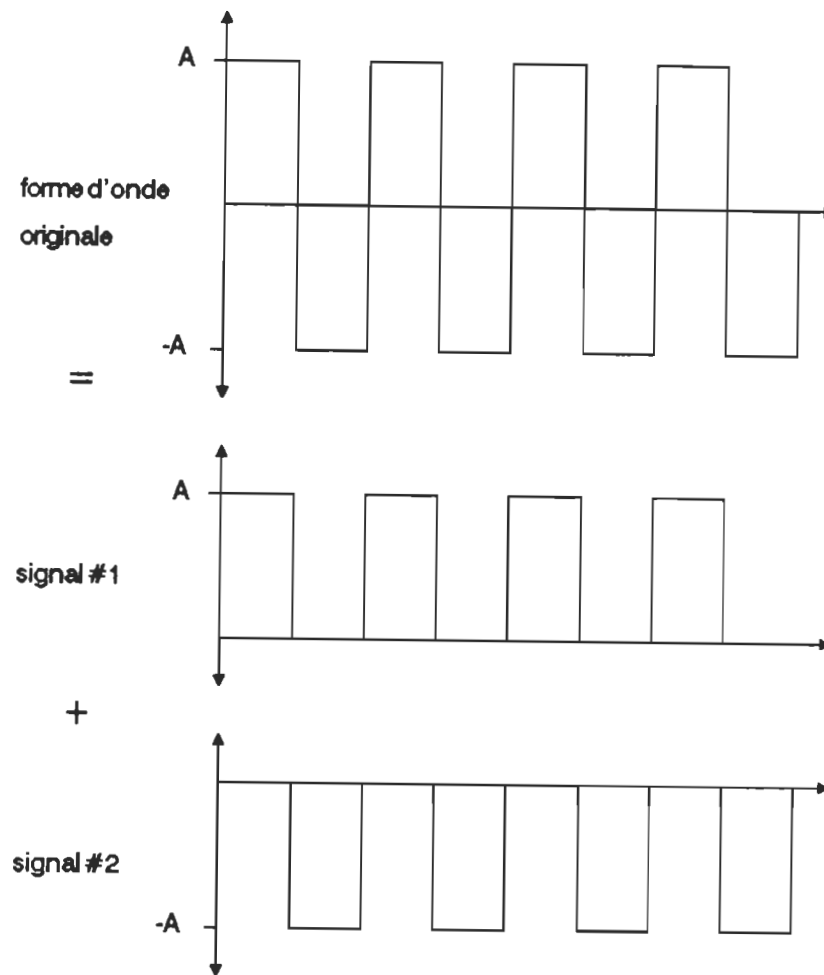


Figure 3.13. Décomposition de la tension V_a aux bornes du moteur.

En ajoutant un décalage de -90 degrés, on obtient:

$$C1n := \frac{A}{2} \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{2} \right] \cdot e^{-j \cdot n \cdot \frac{\pi}{2}}$$

[3.8]

$$C2n := \frac{-A}{2} \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{2} \right] \cdot e^{j \cdot n \cdot \frac{\pi}{2}}$$

En additionnant les deux spectres, on trouve:

$$C_n := \left[\frac{A}{2} \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{2} \right] \right] \cdot \begin{bmatrix} -j \cdot n \cdot \frac{\pi}{2} & j \cdot n \cdot \frac{\pi}{2} \\ e & -e \end{bmatrix}$$

$$C_n := \frac{-A}{2} \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{2} \right] \cdot 2 \cdot j \cdot \sin \left[n \cdot \frac{\pi}{2} \right]$$

enfin le spectre asymétrique final est obtenu par l'équation 3.9 et montré à la figure 3.14.

[3.9]

$$C_n := 2 \cdot A \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{2} \right] \cdot \sin \left[n \cdot \frac{\pi}{2} \right]$$

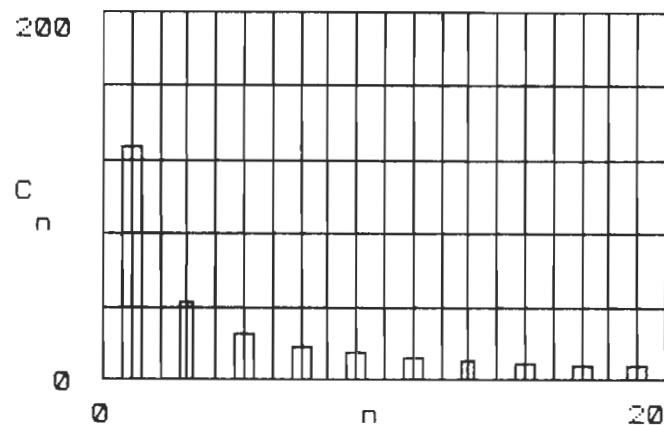


Figure 3.14. Spectre de tension obtenu du côté moteur.

On remarque que tout les harmoniques paires ainsi que la composante continue sont nulles. On peut alors reconstituer la forme d'onde de tension en additionnant les 20 premières harmoniques afin de vérifier la

validité des résultats. La figure 3.15 montre la forme d'onde obtenue.

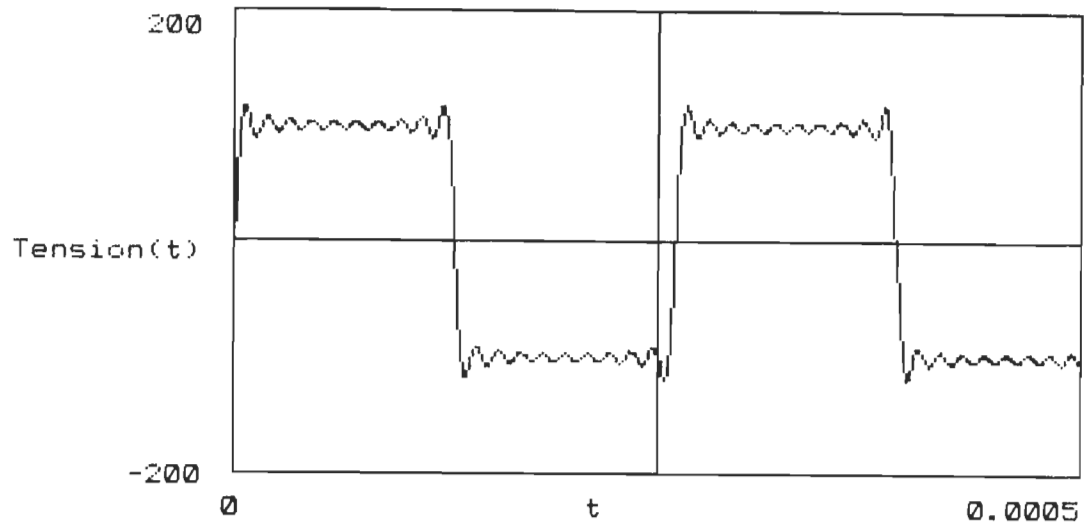


Figure 3.15. Forme d'onde de tension reconstituée à partir des 20 premières harmoniques calculées pour une fréquence fondamentale de 3.84 kHz.

Comme la forme d'onde de courant est la somme des courants produits par chaque harmonique de tension sur l'impédance de la machine, on peut calculer les composantes spectrales du courant par l'équation 3.10. Il est à noter que l'inductance du moteur ne peut être considérée constante en fonction de la fréquence [12]. Donc, la valeur de l'inductance affectant directement la forme d'onde du courant, à haute fréquence, est beaucoup plus faible que l'inductance habituellement mesurée à 60 Hz. Pour trouver la valeur exacte de l'inductance, il faut établir un modèle équivalent par une réponse en fréquence du moteur. La valeur d'inductance utilisée dans notre exemple est obtenue simplement par la meilleure correspondance entre la forme d'onde de courant théorique et les résul-

tats pratiques. Des essais sont faits au chapitre 6.

[3.10]

$$C2_n := \frac{C_n}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot n \cdot L}$$

On obtient alors le spectre de la figure 3.16 qui représente directement le spectre de courant moteur pour un rapport cyclique de 50 %. Il est aussi possible de reconstruire la forme d'onde du courant par l'équation 3.11, ce qui nous donne la figure 3.17.

[3.11]

$$S2(n, t) := \frac{C_n \cdot \sin \left[(2 \cdot \pi \cdot n \cdot F \cdot t) - \frac{\pi}{2} \right]}{2 \cdot \pi \cdot n \cdot F \cdot L}$$

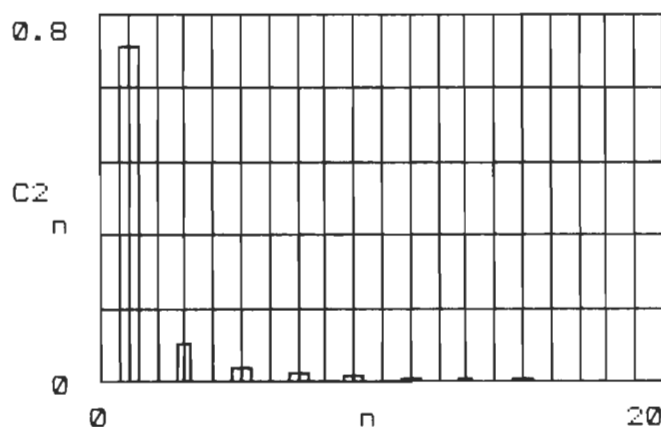


Figure 3.16. Spectre de courant moteur obtenu par les harmoniques de tension sur l'inductance équivalente du moteur.

Il est à noter que dans tout les calculs de courant, la résistance d'induit a été négligée. Ceci s'explique par le fait que l'inductance du

moteur, à la fréquence du hacheur, a une impédance beaucoup plus élevée que la résistance. La figure 3.18 montre les formes d'ondes de tension et courant mesurées en pratique pour les mêmes conditions que précédemment.

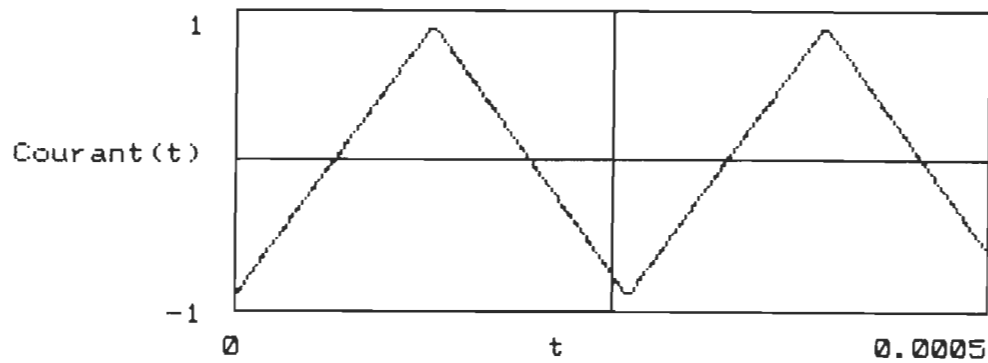


Figure 3.17. Forme d'onde de courant reconstituée à partir des 20 premières harmoniques de courant calculées et pour $L = 8 \text{ mH}$.

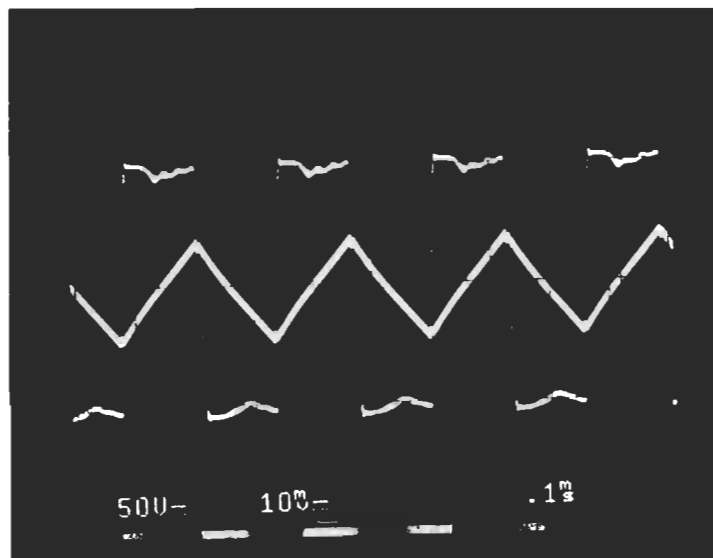


Figure 3.18. Allure de la tension et du courant à la sortie du hacheur.

On remarque une différence entre la forme d'onde de courant théorique, reconstituée à partir des 20 premières harmoniques de tension, et celle mesurée en pratique. Cet écart s'explique par le nombre d'harmoniques utilisées pour reformer la forme d'onde de courant théorique ainsi que par l'évaluation de l'inductance de la machine. Le spectre de la figure 3.19 représente directement le contenu harmonique de courant mesuré en pratique.

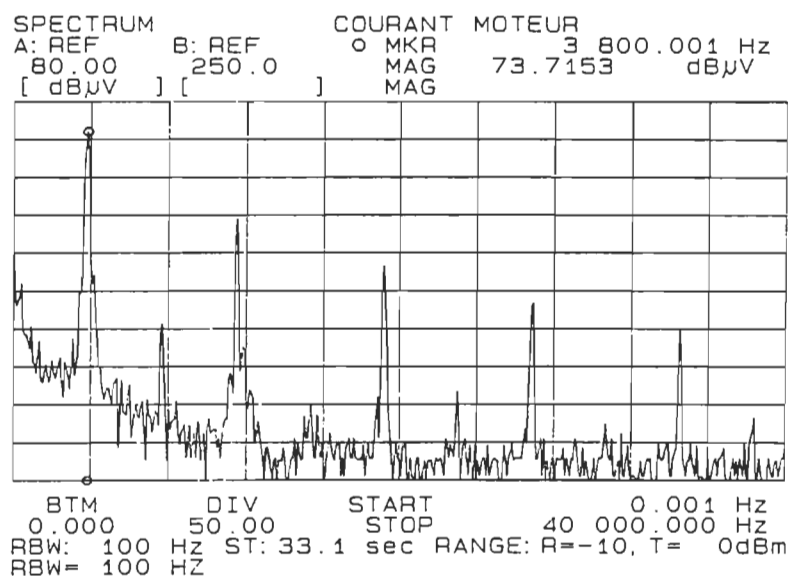


Figure 3.19. Spectre de courant mesuré pour un courant moyen nul et une tension d'alimentation de ± 100 V.

Le spectre de courant pratique correspond bien au spectre théorique ce qui prouve la validité de la méthode utilisée. Il faut noter que le rapport cyclique affecte directement le contenu harmonique du courant mais si on considère les mêmes conditions de fonctionnement avec l'autre convertisseur étudié, la comparaison reste valable.

3.3.1.2 Harmoniques du côté réseau

Comme le filtre intermédiaire a pour but d'isoler le hacheur du redresseur, on peut s'attendre à avoir un spectre de courant avec des harmoniques d'ordre $6n \pm 1$ pour un redresseur triphasé et d'ordre $2n \pm 1$ pour un redresseur monophasé. Ce type de spectre est bien connu et se calcule avec l'hypothèse d'un courant constant durant la conduction de chacune des diodes du redresseur d'entrée. Il est certain que le fonctionnement à courant moyen nul au moteur ne représente pas un bon exemple car, par définition, la puissance de sortie est nulle, entraînant un très faible courant de ligne. On utilisera donc un fonctionnement avec un courant moyen au moteur de cinq Ampères, ce qui entraînera des formes d'ondes de courant semblables à celles de la figure 3.20.

On peut faire le calcul du spectre de courant, pour le cas triphasé, par l'équation 3.12 et ensuite le comparer avec le spectre mesuré en pratique pour les mêmes conditions de fonctionnement.

[3.12]

$$C_n := \left[A \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot \text{sinc} \left[n \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right] \right] \cdot \begin{bmatrix} -j \cdot 2 \cdot \pi \cdot F \cdot \frac{\pi}{0 \cdot 2} & j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot F \cdot \frac{\pi}{0 \cdot 2} \\ -e & e \end{bmatrix}$$

$$C_n := -2 \cdot \frac{J}{3} \cdot A \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{3} \right] \cdot \sin \left[n \cdot \frac{\pi}{2} \right]$$

en représentation asymétrique, on obtient:

$$C_n := -4 \cdot J \cdot \frac{A}{3} \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{3} \right] \cdot \sin \left[n \cdot \frac{\pi}{2} \right]$$

On peut alors voir que tous les multiples de deux et de trois ainsi que la composante continue sont nuls. On obtient alors le spectre de la figure 3.21.

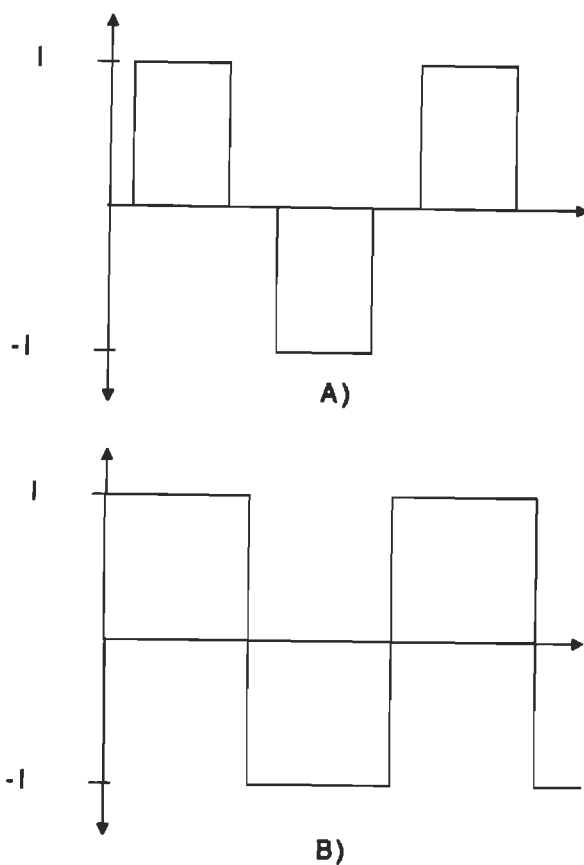


Figure 3.20. Forme d'onde de courant de ligne théorique pour: a) un montage triphasé et b) un montage monophasé.

La forme d'onde reconstituée à partir du spectre ci-dessus et de l'équation 3.13 se trouve à la figure 3.22.

[3.13]

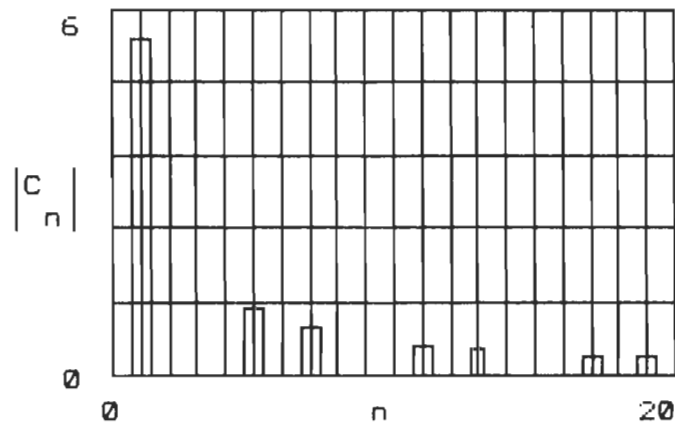


Figure 3.21. Spectre théorique du courant de ligne pour l'alimentation d'une source de courant de cinq Ampères.

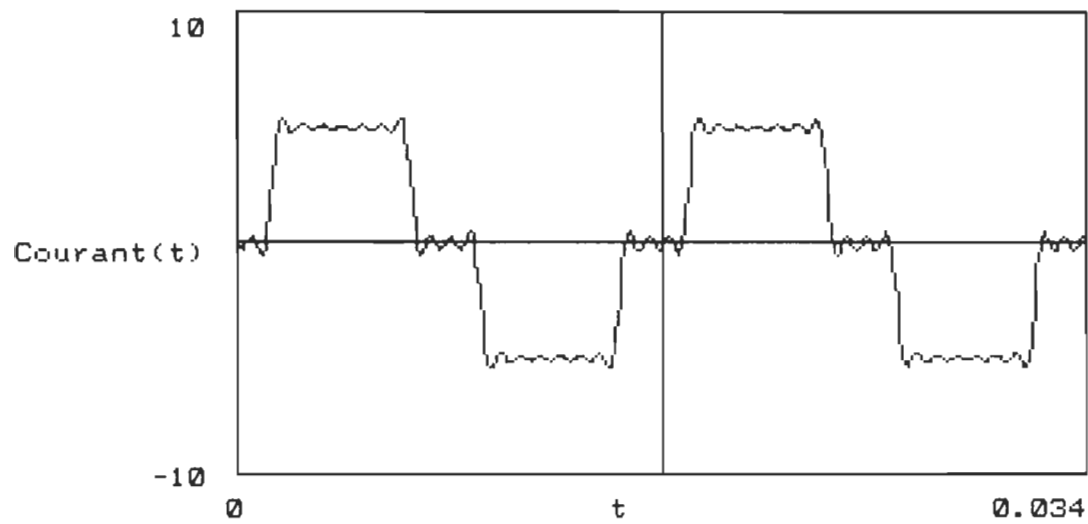


Figure 3.22. Forme d'onde de courant reconstituée en partant des 20 premières harmoniques de courant.

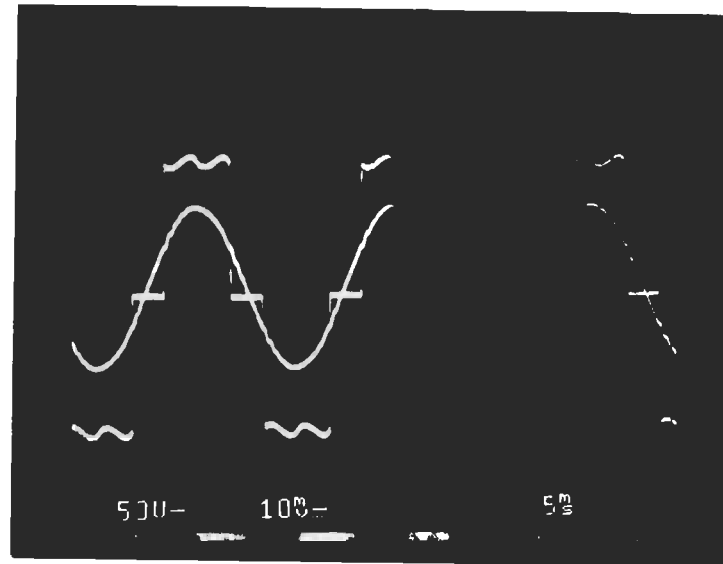


Figure 3.23. Allure des courant et tension du côté réseau pour les mêmes conditions de fonctionnement que les résultats précédents.

L'allure du courant de la figure 3.22 correspond bien à celle de la figure 3.23 qui a été mesurée en pratique.

Le spectre de fréquence du courant ligne mesuré en pratique est montré à la figure 3.24 et démontre une très bonne corrélation avec le spectre théorique de la figure 3.21.

3.3.2 Effet de la modulation sur le convertisseur proposé

Le convertisseur proposé, de la figure 3.25, ne possède pas de filtre intermédiaire comme dans le cas du convertisseur de base. Donc il faut s'attendre à avoir des contenus harmoniques différents de ceux trouvés précédemment. Cette section fait l'étude des spectres obtenus et les compares avec ceux du convertisseur de base afin de déterminer les

avantages du convertisseur proposé.

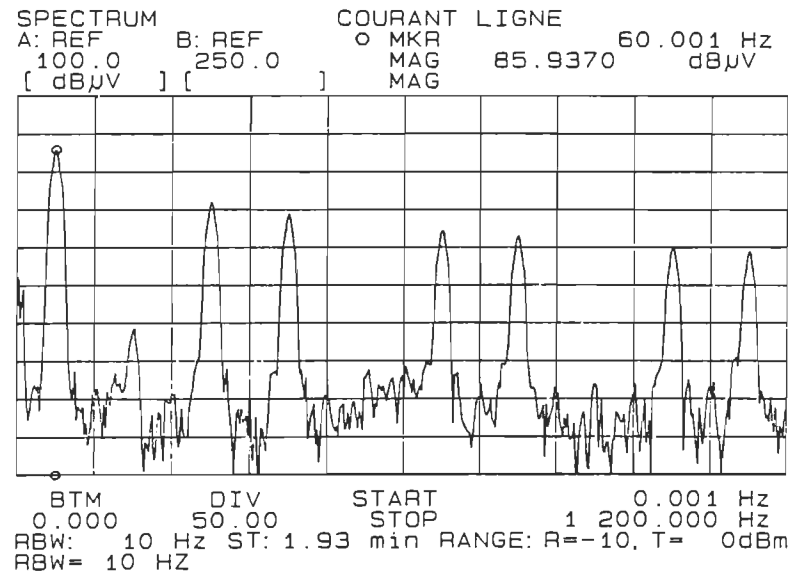


Figure 3.24. Spectre de courant ligne mesuré en pratique pour les mêmes conditions.

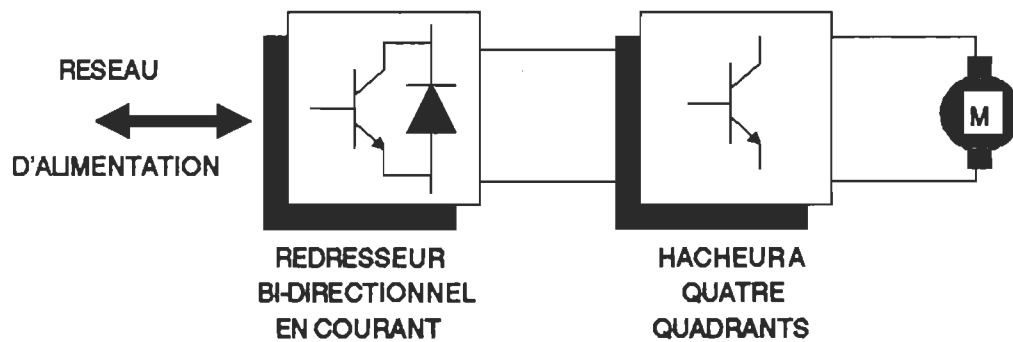


Figure 3.25. Structure de convertisseur proposé pour une alimentation triphasée.

3.3.2.1 Harmoniques côté moteur

Comme la tension d'alimentation du hacheur est maintenant celle d'un redresseur triphasé en pont, il faut d'abord trouver le spectre de tension et effectuer une modulation à la fréquence de découpage du hacheur pour obtenir le spectre de fréquence qui apparaît aux bornes du moteur. Débutons par le spectre d'une tension redressée ayant un indice de pulsation de six comme montré à la figure 3.26.

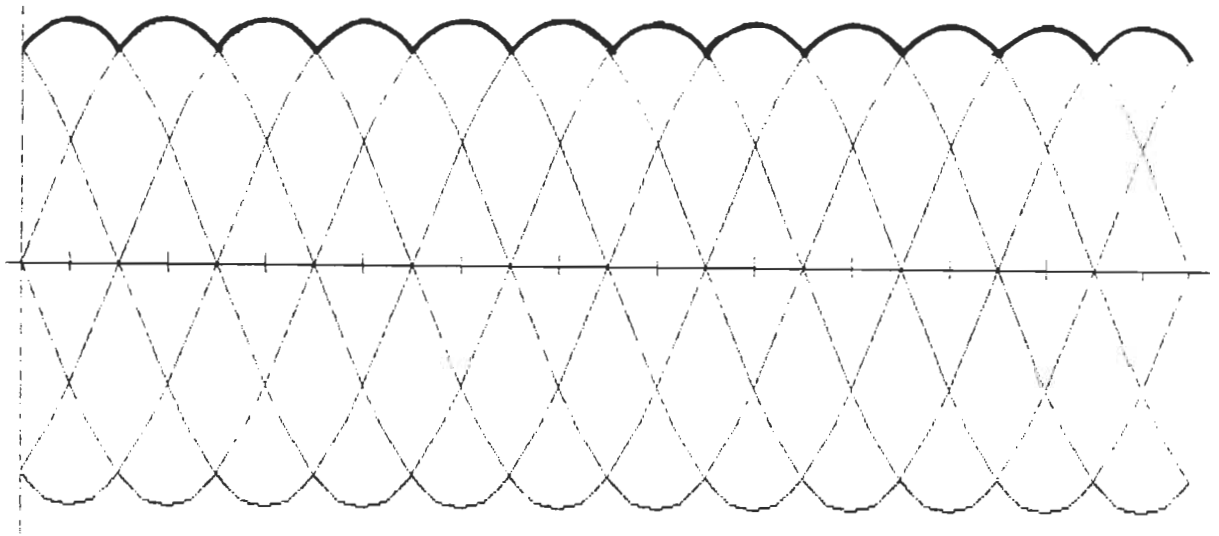


Figure 3.26. Forme d'onde de tension à la sortie du redresseur triphasé en pont de Graëtz.

Pour trouver le contenu harmonique de cette forme d'onde, il est difficile de la décomposer en une sommation de forme d'onde. Donc, on utilisera directement l'intégration de Fourier comme le montre l'équation 3.14. Par la suite, l'équation 3.15 calcule le spectre asymétrique en multipliant par deux les coefficients de C_n sauf pour la composante continue. Il est à noter que le spectre obtenu a maintenant comme fré-

quence F_0 la pulsation de la tension de sortie du redresseur soit 360 Hz.

[3.14]

$$C_n := 12 \cdot \frac{V_m}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{6}} \cos(\omega t) \cdot \cos(6 \cdot n \cdot \omega t) \, d\omega t$$

$$C_n := 12 \cdot \frac{V_m}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{6}} \cos((6 \cdot n - 1) \cdot \omega t) + \cos((6 \cdot n + 1) \cdot \omega t) \, d\omega t$$

$$C_n := 3 \cdot \frac{V_m}{\pi} \cdot \left[\frac{\sin\left[(6 \cdot n - 1) \cdot \frac{\pi}{6}\right]}{6 \cdot n - 1} + \frac{\sin\left[(6 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{6}\right]}{6 \cdot n + 1} \right]$$

$$C_n := 3 \cdot \frac{V_m}{\pi \cdot [36 \cdot n^2 - 1]} \cdot \left[(6 \cdot n + 1) \cdot \sin\left[(6 \cdot n - 1) \cdot \frac{\pi}{6}\right] \dots \right. \\ \left. + (6 \cdot n - 1) \cdot \sin\left[(6 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{6}\right] \right]$$

$$C_n := 3 \cdot \frac{V_m}{\pi \cdot [36 \cdot n^2 - 1]} \cdot \left[12 \cdot n \cdot \sin(n \cdot \pi) \cdot \cos\left[\frac{-\pi}{6}\right] + 2 \cdot \cos(n \cdot \pi) \cdot \sin\left[\frac{-\pi}{6}\right] \right]$$

$$C_n := 3 \cdot \frac{V_m}{\pi \cdot [36 \cdot n^2 - 1]} \cdot 2 \cdot \cos(n \cdot \pi) \cdot \sin\left[\frac{-\pi}{6}\right]$$

$$C_n := -6 \cdot \frac{V_m}{\pi \cdot [36 \cdot n^2 - 1]} \cdot \cos(n \cdot \pi) \cdot \sin\left[\frac{\pi}{6}\right]$$

[3.15]

$$C_n := \frac{-12 \cdot V_m}{\pi \cdot [36 \cdot n^2 - 1]} \cdot \cos(n \cdot \pi) \cdot \sin\left[\frac{\pi}{6}\right]$$

Le spectre alors obtenu se trouve à la figure 3.27 et la reconstruction de la tension, pour les dix premières harmoniques dominantes, à la figure 3.28.



Figure 3.27. Spectre de la tension à la sortie du redresseur triphasé.

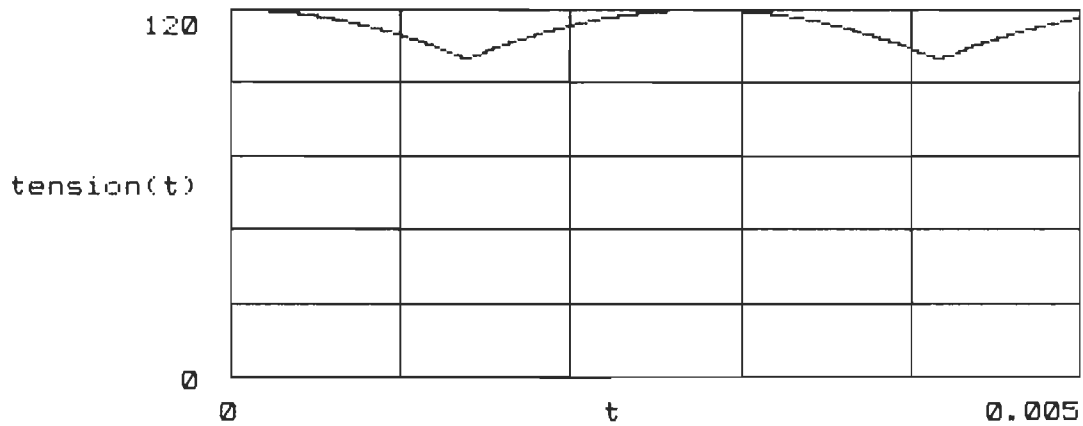


Figure 3.28. Tension reconstruite à partir des dix premières harmoniques.

On peut maintenant passer à l'étape de la convolution spectrale afin d'obtenir le spectre final de la tension aux bornes du moteur. Connais-

sant déjà le spectre de la tension découpée trouvé à la figure 3.14, on utilisera directement chacune des raies spectrales de ce spectre pour la convoluer avec le spectre de la figure 3.27. L'équation 3.16 montre la convolution réalisée. Le spectre obtenu se trouve à la figure 3.29.

[3.16]

$$\text{Mod}_m := 12 \cdot \frac{V_m}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \cos(wt) \cdot \cos(m \cdot 6 \cdot wt) \, dw$$

$$\text{Port}_n := 2 \cdot A \cdot \text{sinc}\left[\frac{n}{2}\right] \cdot \sin\left[n \cdot \frac{\pi}{2}\right]$$

$$C_n := \text{conv}\left[\text{Mod}_m, \text{Port}_n\right]$$

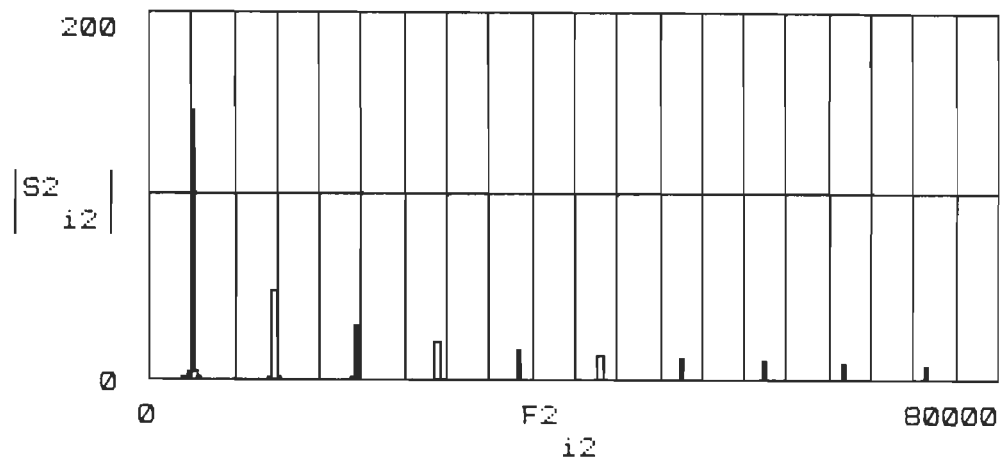


Figure 3.29 Spectre de tension aux bornes du moteur pour le convertisseur proposé.

Si on compare le spectre des figure 3.29 et 3.15, on peut voir qu'il n'y a pas de différences vraiment importantes qui pourraient affecter significativement le comportement du courant dans le moteur. De plus, si on regarde la figure 3.30 obtenue par une multiplication, dans le domaine du temps, des formes d'ondes des figures 3.28 et 3.15, on peut voir une légère modulation de la tension au moteur. Il est certain que dans une telle multiplication, l'onde porteuse possède une amplitude posée égale à un.

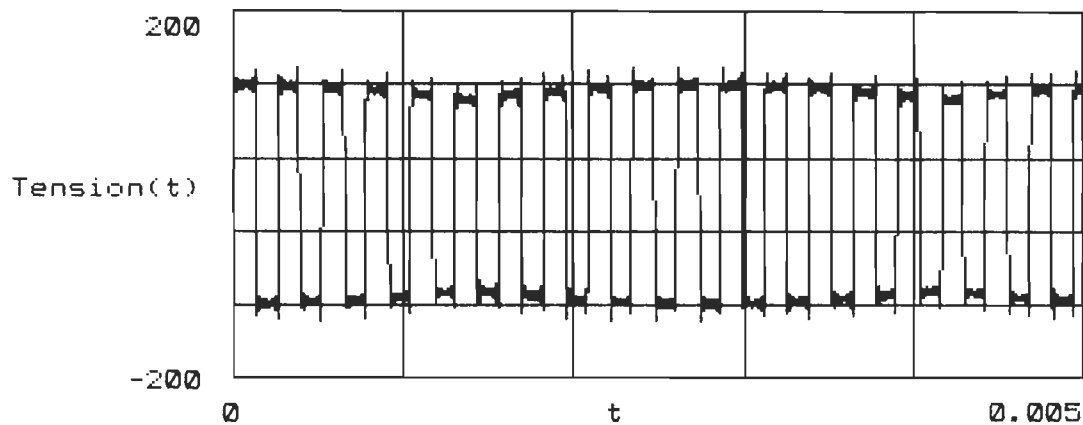


Figure 3.30. Tension reconstruite à partir de la multiplication dans le temps des ondes modulante et porteuse.

On peut donc facilement comprendre que le courant sera très peu affecté par cette modulation. Les formes d'ondes mesurées en pratique montrées à la figure 3.31 prouvent bien les énoncés précédents et démon-

trent que le convertisseur proposé a un comportement très similaire, en ce qui a trait au côté moteur, par rapport au convertisseur de base . Le spectre du courant mesuré en pratique est montré à la figure 3.32 et correspond presque parfaitement avec celui de la figure 3.19.

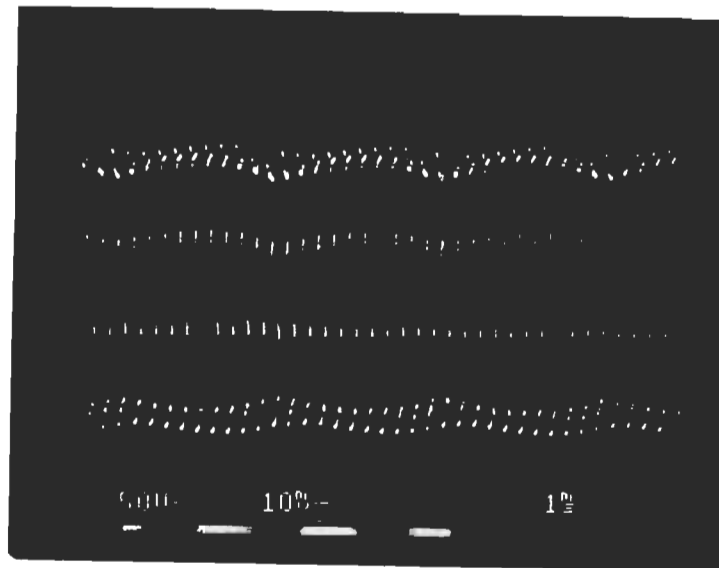


Figure 3.31. Allure de la tension et du courant du côté moteur pour le convertisseur proposé alimenté en triphasé.

Si un redresseur de tête monophasé est utilisé, le comportement sera complètement différent à cause de la présence d'un taux d'ondulation de tension très important aux bornes du moteur. Ce comportement sera examiné en détail au chapitre six.

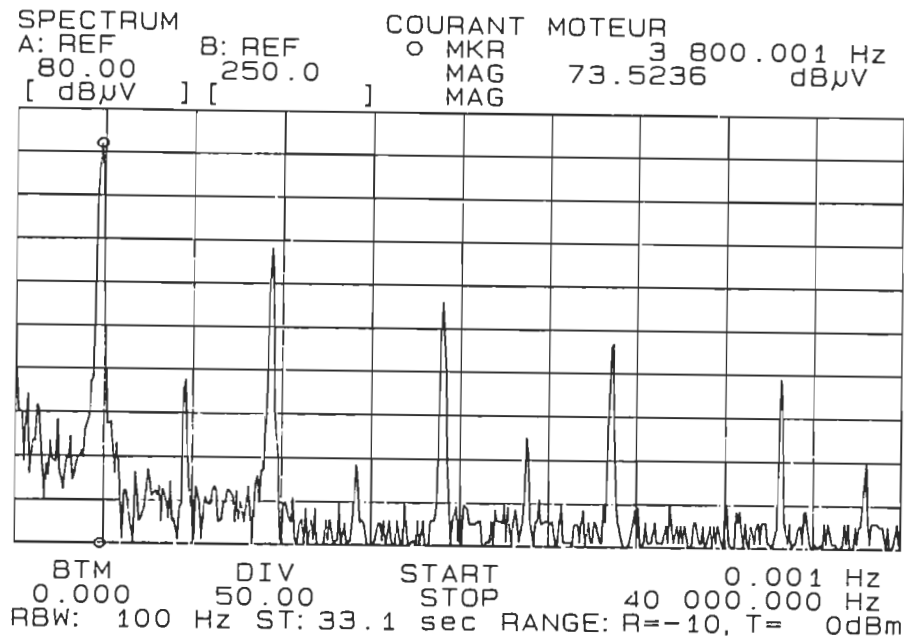


Figure 3.32. Spectre du courant moteur mesuré en pratique.

3.3.2.2 Harmoniques du côté réseau

Comme il n'y a pas de filtre intermédiaire, il faut s'attendre à ce que le courant de ligne soit directement affecté par les commutations du hacheur. Comme le moteur représente, à l'échelle de la commutation, une source de courant idéal, la forme d'onde de courant dans une ligne d'alimentation du redresseur triphasé s'inversera instantanément comme le montre la figure 3.33.

Le contenu harmonique du courant sera donc obtenu en multipliant, dans le temps, la porteuse haute fréquence avec la forme d'onde de courant de ligne, ce qui correspond à une convolution de leurs spectres

dans le domaine des fréquences. Déterminons d'abord chacun des spectres à convoluer afin d'obtenir un courant moyen au moteur de cinq Ampères qui correspond au cas étudié avec le convertisseur de base.

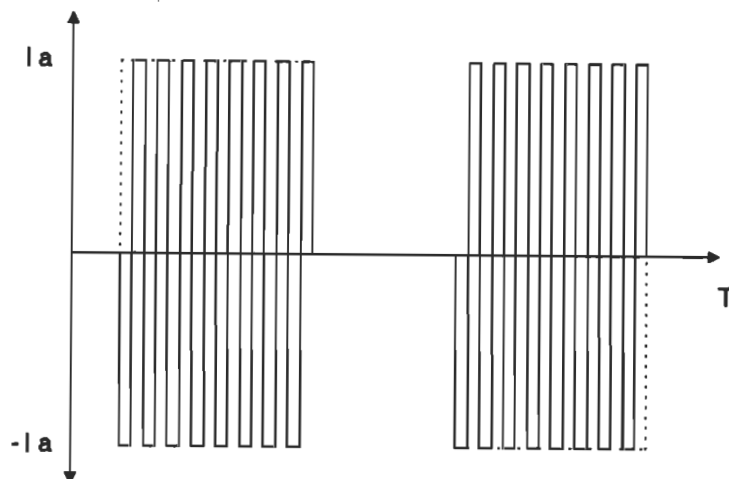


Figure 3.33. Allure du courant qui devrait être obtenue en pratique.

Le spectre de la forme d'onde du courant de ligne obtenu avec le convertisseur de base est donné par l'équation 3.12. Trouvons maintenant le rapport cyclique de l'onde porteuse nous permettant d'obtenir cinq Ampères moyen dans le moteur. Comme ce rapport cyclique dépend surtout de la charge à entraîner par le moteur, on utilisera le rapport cyclique mesuré en pratique pour calculer le spectre théorique et le comparer au spectre mesuré en pratique.

Le rapport cyclique de l'onde porteuse obtenu est d'environ 80%, c'est-à-dire que la tension au moteur est 80% du temps à V_a et 20% à $-V_a$.

Ce comportement est identique à celui obtenu avec le convertisseur de base. Le spectre résultant s'obtient en décomposant le signal en deux ondes complémentaires décalées dans le temps. Le spectre asymétrique se calcule donc par l'équation 3.17 et est montré à la figure 3.34. La forme d'onde de la porteuse obtenue par l'équation 3.18 est montrée à la figure 3.35.

$$[3.17] \quad \text{Port}_n := \frac{4}{5} A \cdot \text{sinc} \left[\frac{n}{5} \right]$$

$$\text{Port}_0 := A - \left[\frac{A}{2} \right]$$

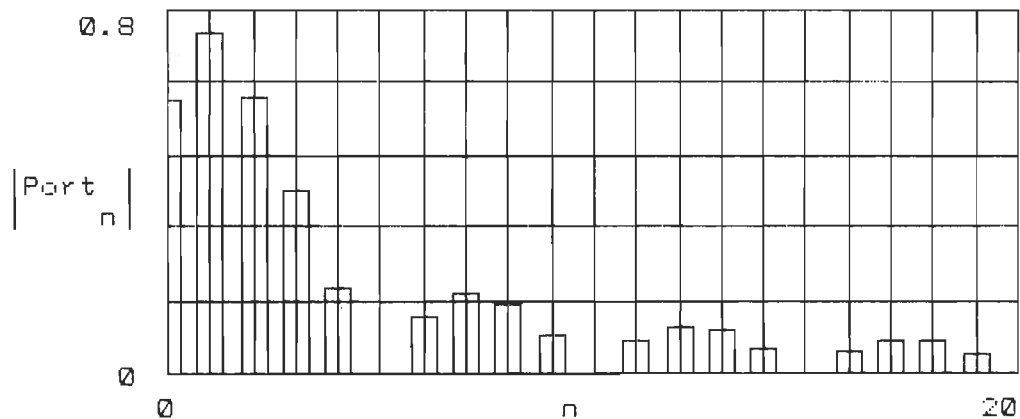


Figure 3.34. Spectre de l'onde porteuse avec un rapport cyclique de 80%.

[3.18]

$$\text{Port2}(t) := \sum_{n2} S1(n2, t)$$

$$\text{Port1}(t) := \text{Port}_0 - \text{Port2}(t)$$

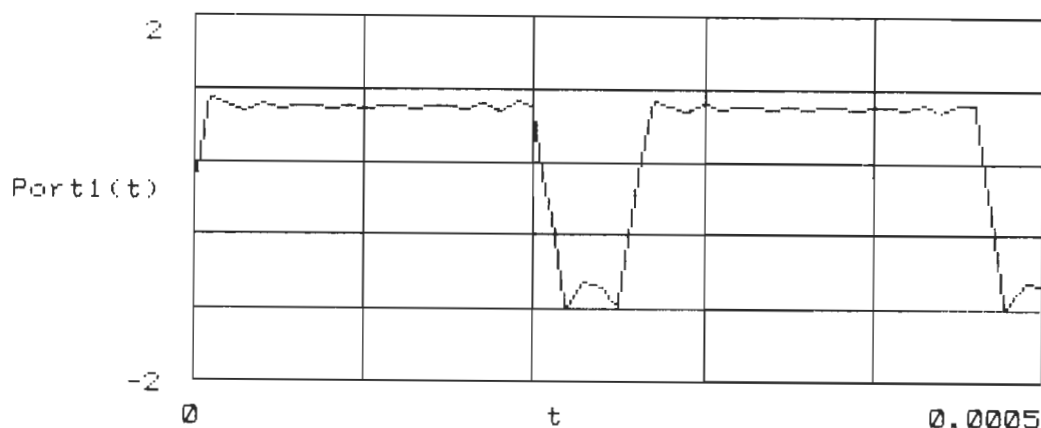


Figure 3.35. Allure de la porteuse reconstruit à partir des 10 premières harmoniques.

Pour trouver maintenant le spectre final, on procède à une convolution en fréquence pour chaque raie du spectre dont la fréquence fondamentale est la plus élevée.

Si on considère 20 harmoniques du spectre du signal basse fréquence, on obtient une fréquence maximum de 1.2 kHz qui est inférieure à la moitié de la fréquence fondamentale du spectre haute fréquence. On peut considérer que les deux spectres sont disjoints en fréquence et calculer le spectre résultant. Le spectre obtenu se trouve à la figure 3.36 et montre une très bonne corrélation avec le spectre de la figure 3.37 mesuré en pratique. Comme le rapport cyclique utilisé en théorie n'est

qu'une valeur arrondie du rapport cyclique réel, il est certain que les deux spectres ne seront pas exactement identiques. Mais, on peut quand même voir que le spectre pratique a subi une atténuation des composantes basses fréquences de l'ordre de 5 dB par rapport au spectre du convertisseur de base. De plus, la présence d'harmoniques hautes fréquences d'amplitudes importantes montre qu'il y a vraiment une différence importante entre ces deux derniers.

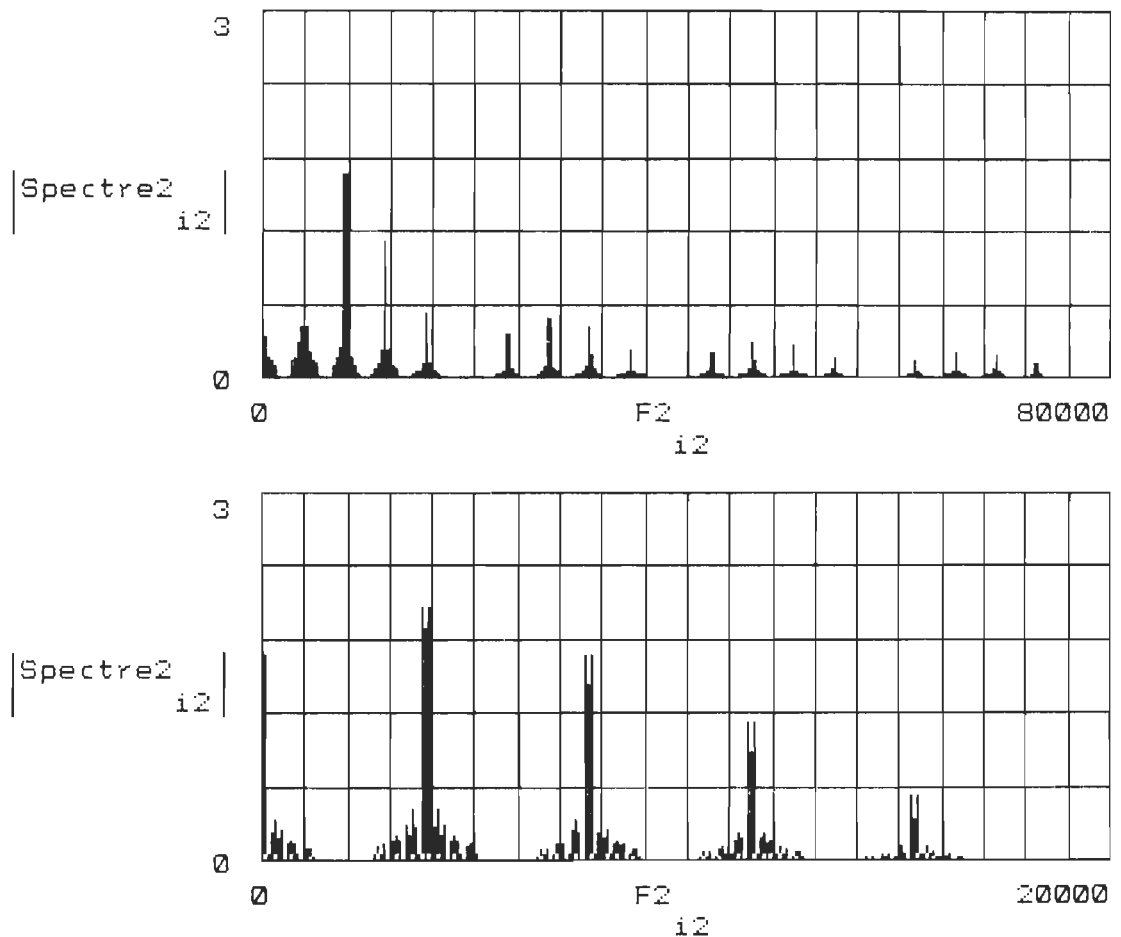


Figure 3.36. Spectre du courant ligne théorique pour deux plages différentes de fréquences.

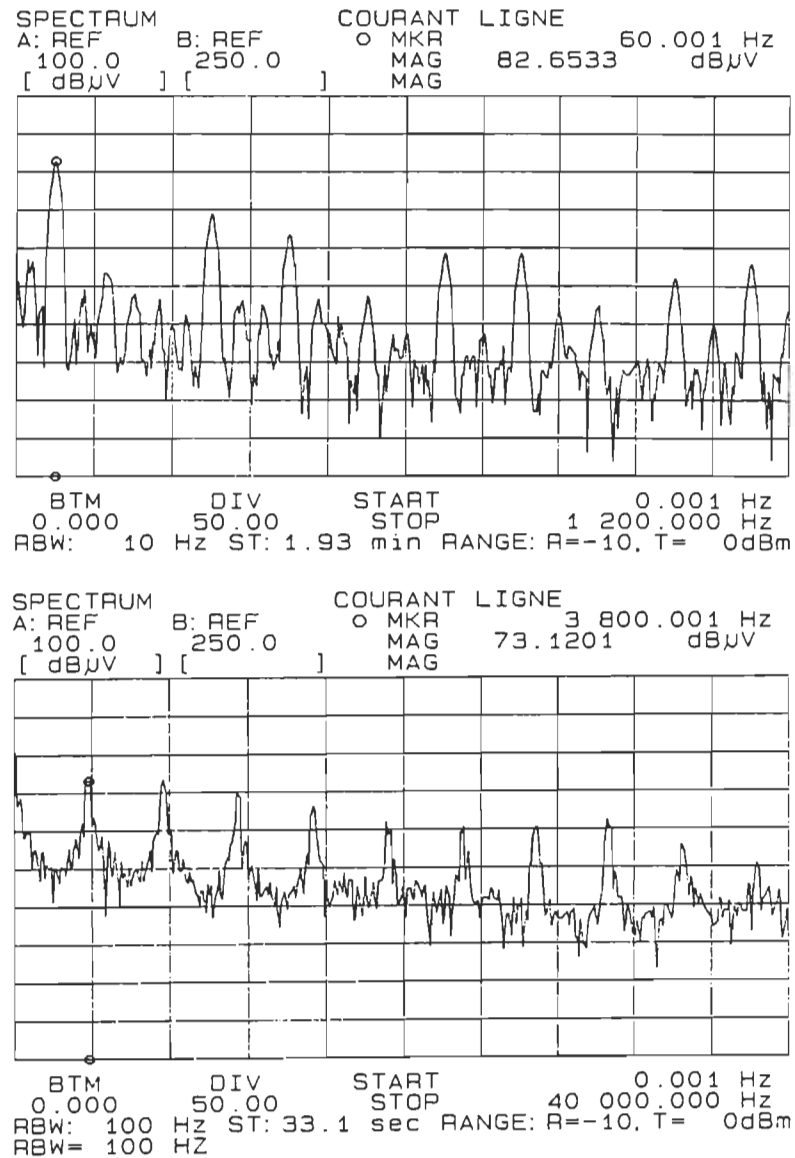


Figure 3.37. Spectre du courant ligne mesuré en pratique pour deux échelles de fréquence.

Les figures 3.38 et 3.39 montrent le courant de ligne mesuré en pratique et produit par la multiplication des signaux obtenus par reconstruction spectrale. On note encore ici une très bonne corrélation entre ces deux formes d'ondes ce qui correspond bien aux comportements escomp-

tés du convertisseur réel.

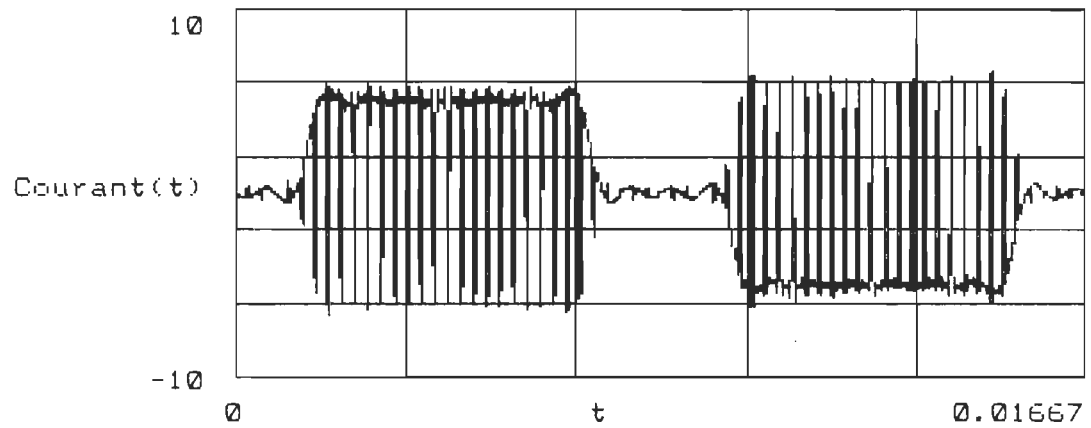


Figure 3.38. Allure du courant ligne théorique pour un courant moyen de cinq Ampères au moteur.

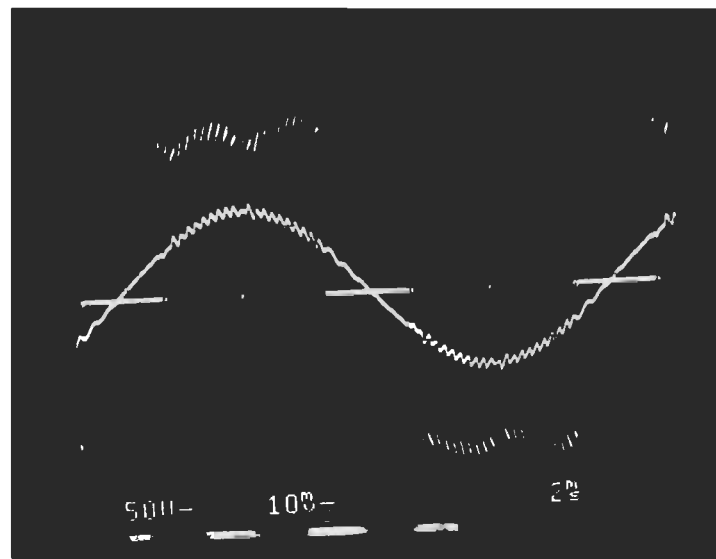


Figure 3.39. Courant de ligne mesuré en pratique pour les mêmes conditions de fonctionnement.

3.4 Synchronisation du hacheur

Cette section explique les avantages de synchroniser la fréquence de fonctionnement du hacheur avec celle du réseau d'alimentation.

3.4.1 Effet de la synchronisation sur le contenu harmonique

L'avantage de synchroniser le modulateur avec la fréquence de réseau permet d'éliminer les harmoniques indésirables qui peuvent apparaître entre zéro et la fréquence fondamentale. Par contre, la synchronisation est utile seulement lorsqu'il y a superposition des spectres du courant de ligne et de l'onde porteuse, c'est-à-dire lorsque la porteuse est à basse fréquence. Pour bien visualiser ce phénomène, regardons l'exemple suivant.

Posons une onde porteuse égale à 3.84 kHz et une onde de courant produite par un redresseur triphasé alimenté à 60 Hz. Si on convolue la composante continue ainsi que la première harmonique de la porteuse avec le spectre de l'onde de courant, on obtient le spectre de la figure 3.43.

On peut voir sur cette figure que le chevauchement des spectres convolués est possible pour les harmoniques d'ordre supérieur à la moitié de la fréquence de la porteuse.

$$\frac{F_{\text{porteuse}}}{2} = \frac{3.84 \text{ kHz}}{2} = 1920 \text{ Hz}$$

$$\frac{1920 \text{ Hz}}{60} = \text{ordre } 32$$

On sait que dans un spectre de courant produit par un redresseur triphasé, les harmoniques supérieures à un ordre 25 sont négligeables. On peut dire, par conséquent, que tant et aussi longtemps que la fréquence de la porteuse sera supérieure à 3 kHz, il n'est pas vraiment nécessaire

de synchroniser le hacheur avec le réseau d'alimentation. Par contre, si la fréquence du hacheur, ou de la porteuse, est inférieure à 3 kHz regardons les avantages de la synchronisation par l'exemple suivant.

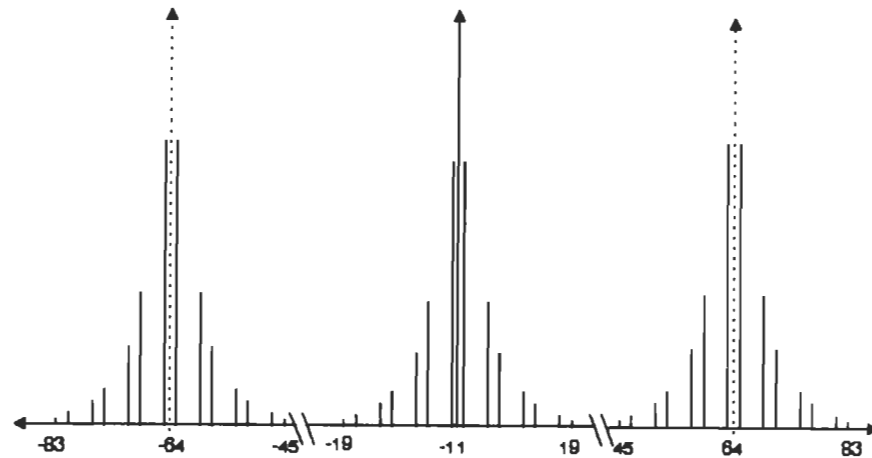


Figure 3.40 Spectre approximatif résultant de la convolution d'une porteuse symétrique à 3,84 kHz avec une onde de courant ayant un spectre d'ordre $6n \pm 1$.

Posons une fréquence de porteuse de 480 Hz et la même onde de courant à 60 Hz. On obtient alors, pour la convolution de la composante continue et de la première harmonique de la porteuse avec le spectre de courant, la figure 3.41. On peut voir que le spectre original de l'onde de courant est très influencé en amplitude et voit même des harmoniques supplémentaires apparaître. Ce qui rend cet exemple intéressant, est que chacune des raies spectrales additionnelles est un multiple de la fondamentale et qu'aucune raie spectrale comprise entre zéro et la fondamentale n'a été ajoutée.

Si on refait le même exemple mais avec une porteuse à 450 Hz, on obtient le spectre de la figure 3.42. On remarque alors la présence d'une harmonique à une fréquence de 30 Hz. Cette dernière ne peut absolument pas être filtrée sans atténuer la composante fondamentale qui porte la puissance. Donc, ceci est un comportement absolument néfaste qui doit être corrigé.

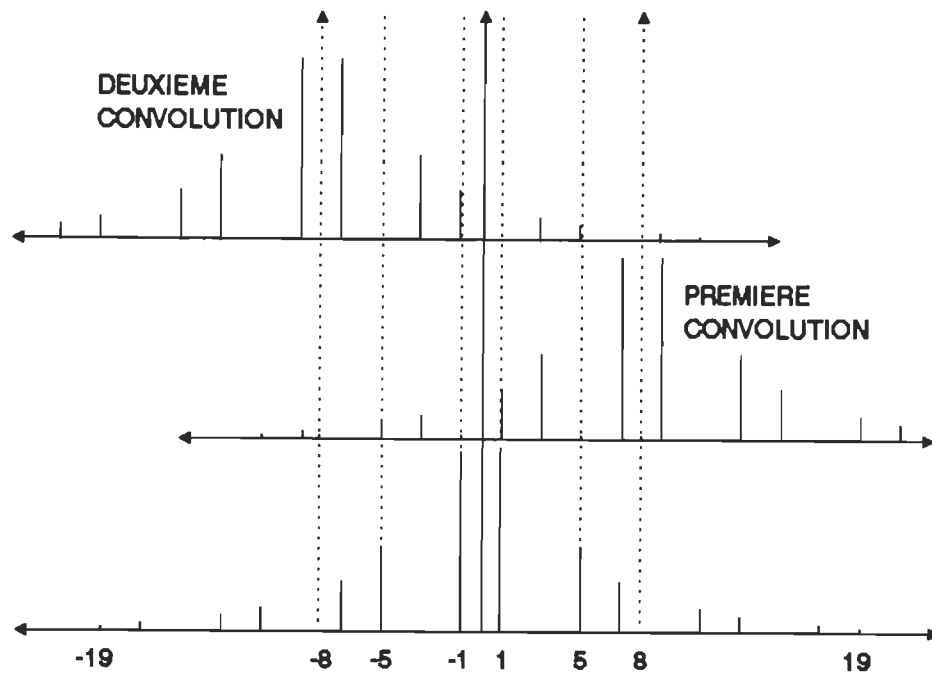


Figure 3.41. Convolution des spectres produits par la modulation.

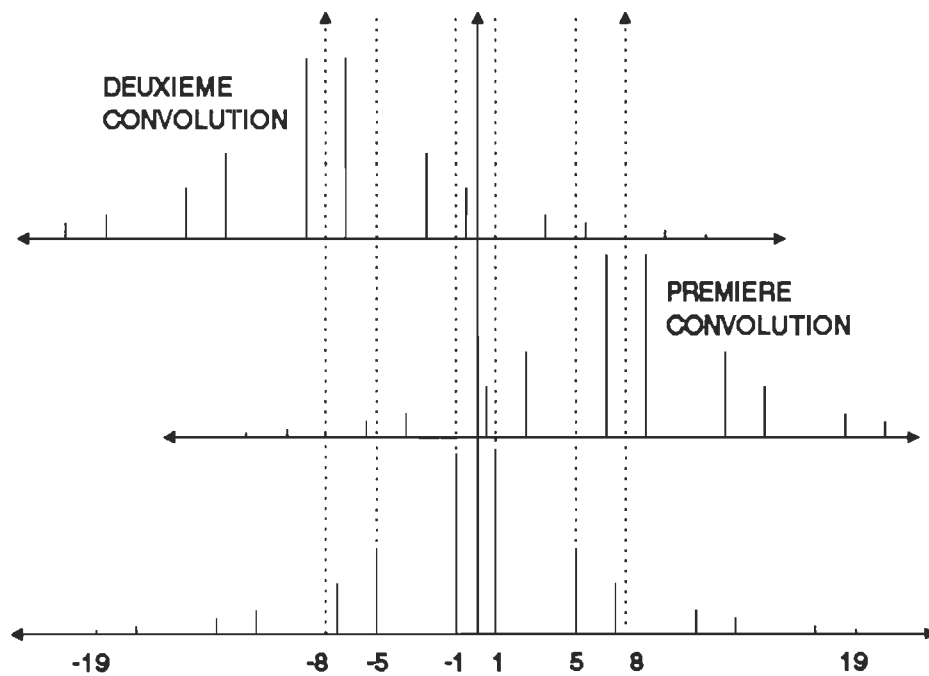


Figure 3.42. Convolution des spectres d'une onde porteuse à 450 Hz et d'une onde de courant produite par un redresseur triphasé.

3.5 Commande du redresseur d'entrée

En ce qui a trait à la commande du redresseur d'entrée utilisée, elle est directement dictée par la conduction des diodes. Ceci signifie que chaque TBCD reçoit une commande de conduction correspondant à la conduction de la diode auquel il est raccordé. Cette commande est déterminée par le passage par zéro de la tension et est régie par une logique qui dépend du type de redresseur d'entrée.

3.5.1 Redresseur monophasé

Le redresseur monophasé représente le cas le plus simple car la commande des TBCD est faite directement en paire complémentaire. La figure 3.43 montre les signaux de commande pour les TBCD un à quatre.

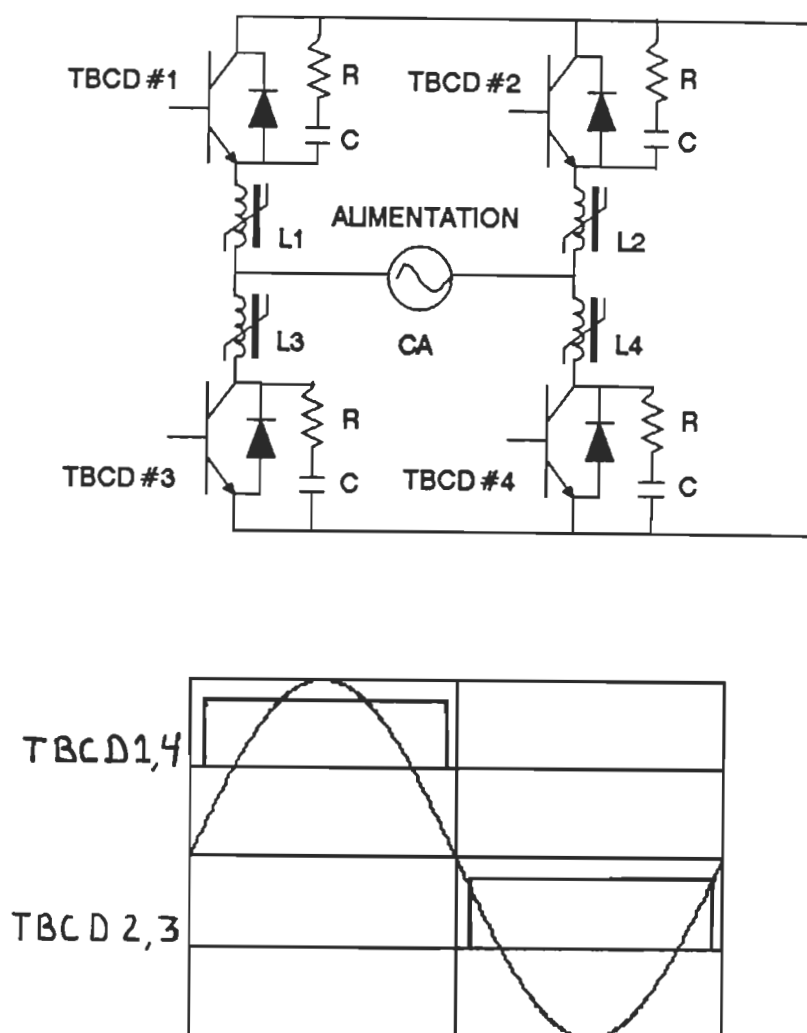


Figure 3.43. Séquence de commande des TBCD du redresseur monophasé bi-directionnel en courant.

On peut voir sur la figure 3.43 qu'un délai de commutation a été ajouté afin de protéger le redresseur contre un court-circuit de l'alimentation. Le circuit utilisé pour générer la commande se trouve au chapitre 5.

3.5.2 Redresseur triphasé

La commande des TBCD d'un redresseur triphasé est faite de la même façon que pour le redresseur monophasé, c'est-à-dire en synchronisant la conduction de chaque TBCD avec la conduction de sa diode correspondante. La figure 3.44 montre la commande de chaque TBCD en fonction des tensions lignes d'alimentation.

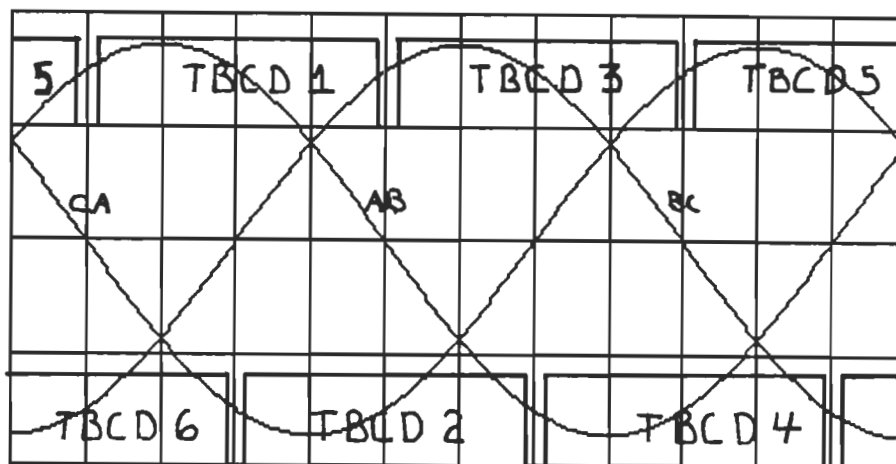
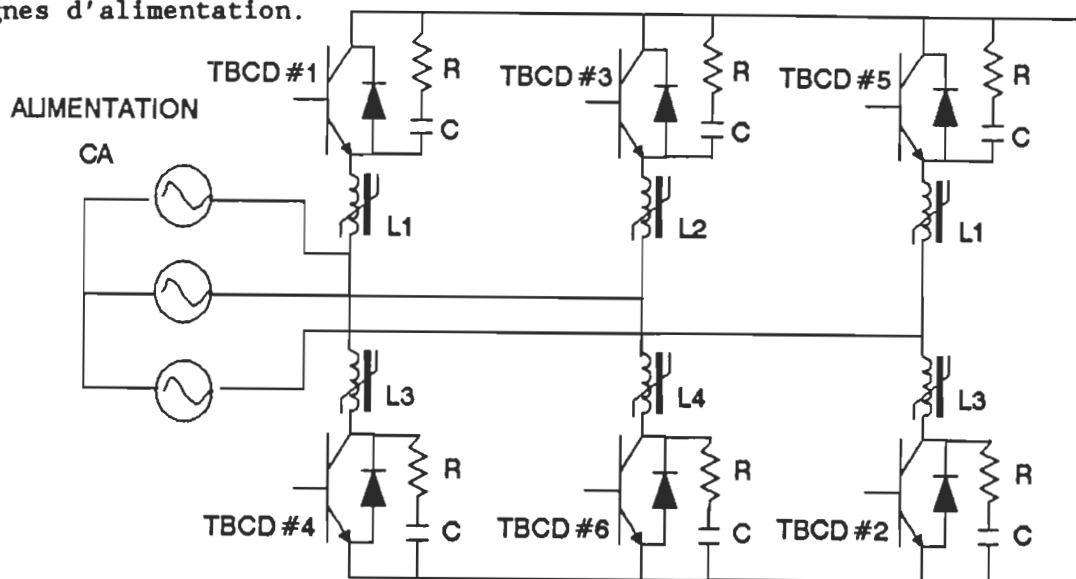


Figure 3.44. Séquence de conduction des TBCD d'un redresseur triphasé bi-directionnel en courant.

Le circuit de génération des commandes de TBCD est beaucoup plus complexe qu'en monophasé et se trouve expliqué en détail au chapitre 5.

3.6 Conclusion

Connaissant maintenant les caractéristiques de fonctionnement du convertisseur proposé ainsi que les particularités de chacune des sections, on peut regarder la réalisation des éléments de puissance ainsi que les circuits développés pour réaliser les fonctions désirées.

CHAPITRE 4

ELEMENTS DE PUISSANCE

4.1 Introduction

La mise en fonction du convertisseur réversible proposé repose sur le développement des éléments de puissance qui permettront un transfert optimal de l'énergie entre la source et la machine à courant continu. Ce chapitre présente les étapes de développement de chacune des unités de puissance utilisées, débutant par le choix des interrupteurs jusqu'à la mise en fonction d'un étage de redressement et d'un étage de découpage.

4.2 Choix d'un interrupteur

Les interrupteurs utilisés, dans la structure de convertisseur proposé, doivent être commandables à la fermeture aussi bien qu'à l'ouverture. Ce critère de fonctionnement nous limite à un nombre restreint d'interrupteurs qui sont: 1) Les transistors bipolaires de puissance, 2) les transistors de puissance à effet de champ "Mosfet" , 3) les IGT "Isolated gate Transistor", qui sont une combinaison des deux premiers, et 4) les GTO "Gate Turn Off Thyristor". Comme les éléments semi-conducteurs les plus communs et les moins chers sont, sans contredit, les transistors et que les fréquences d'opérations de l'étage de découpage, qui sont fonction du taux d'ondulation de courant désiré donc inférieures à 20 kHz, ne justifient pas l'emploi de transistors à effet de champ, le choix des interrupteurs utilisés s'est arrêté sur les TBCD (transistors bipolaires de puissance en configuration Darlington). L'utilisation

possible de GTO, sur le redresseur d'entrée, serait intéressante si un fonctionnement avec plusieurs unités de découpage, sur la même barre à courant continu, est désiré. Pour le prototype développé ici, d'une puissance d'environ 1 kW, un interrupteur universel à TBCD sera développé et implanté aussi bien sur le redresseur d'entrée que sur le hacheur de courant.

4.3 Développement d'une unité de commutation.

Un interrupteur de puissance à transistor se divise en deux sections qui sont: 1) Le circuit de commande et 2) le circuit d'aide à la commutation. Ces deux sections sont discutées en détail tout en incluant la question d'isolation électrique entre la commande et l'unité de commutation.

4.3.1 Le circuit de commande

Le circuit de commande utilisé, dans l'unité de commutation développée, est du type auto-régulé et auto-protégé. Ceci signifie que la saturation du TBCD est asservie et que l'ouverture de l'interrupteur est commandée lors d'une surintensité de courant. La figure 4.1 montre le diagramme bloc du circuit de commande et l'annexe 2 présente le circuit électrique utilisé pour réaliser ces fonctions.

L'étage d'alimentation est réalisé à l'aide d'un transformateur multi-secondaire, fait sur mesure, qui permet d'alimenter jusqu'à six circuits de commande. Chacune des alimentations des circuits de commande est formée d'un redresseur, d'un filtre et d'un régulateur linéaire permettant d'obtenir les tensions de ± 9 V non-régulées et la tension de + 5 V régulée. Les spécifications du transformateur utilisé se retrouvent

en annexe 2.

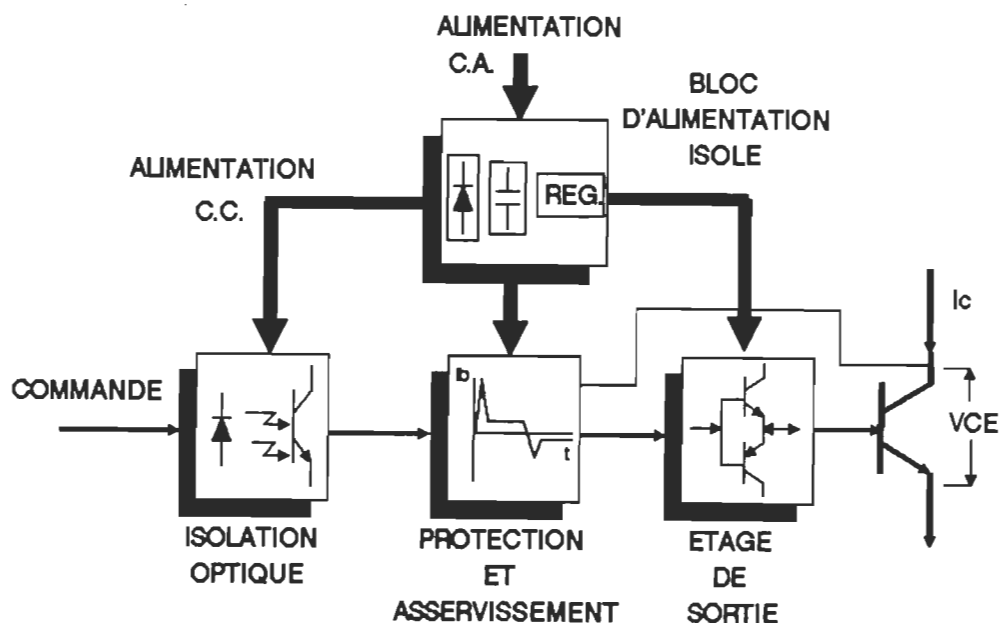


Figure 4.1. Diagramme bloc du circuit de commande développé.

L'isolation électrique, entre la logique de commande et le circuit d'attaque de base du TDCB, est assurée par la présence d'un coupleur optique à haute vitesse compatible avec les circuits TTL en mode d'absorption de courant "Sink". Cette compatibilité permet un interface plus simple et plus efficace permettant ainsi un transfert de commande très rapide. Les étages de protection et d'asservissement du niveau de saturation sont formés d'un circuit linéaire à transistors qui vérifie le niveau de saturation par la tension VCE (Tension entre le collecteur et l'émetteur) du TBCD. Le point de détection d'une surintensité ainsi que le temps d'ouverture de la protection se calibrent simplement par un choix judicieux de résistances montrées en annexe 1. En ce qui concerne l'étage de sortie, il amplifie directement le signal provenant du circuit

d'asservissement et alimente la base du TBCD.

Le circuit de commande utilisé a été calibré pour obtenir un niveau de saturation de 1 V à 25 A de courant collecteur et un point de déclenchement de surintensité à 28 Ampères. Les résultats des figures 4.2 à 4.4 montrent le comportement du circuit de commande sans circuit d'aide à la commutation. Les spécifications du TBCD utilisé se trouvent à l'annexe 1.

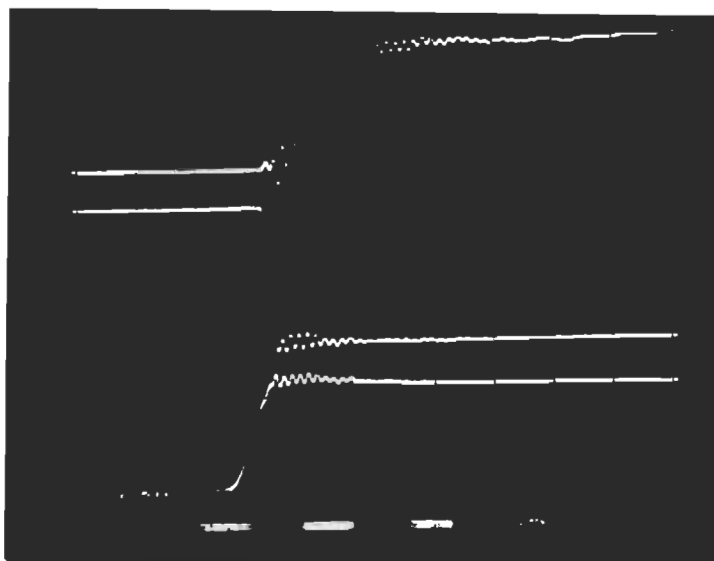


Figure 4.2. Formes d'ondes à la fermeture sans circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: allure du courant collecteur (5 A/div). Trace du milieu: tension VCE (50 V/div). Trace inférieure: tension VBE (5 V/div), la base de temps est de 500 ns/div.

Le TBCD choisi peut supporter beaucoup plus de courant que nécessaire mais sa disponibilité ainsi que sa facilité de montage ont rapidement justifié son emploi. De plus, son utilisation permet d'étudier son implantation dans des applications de plus forte puissance tels que les hacheurs de courant et les alimentations de machine à courant alternatif.

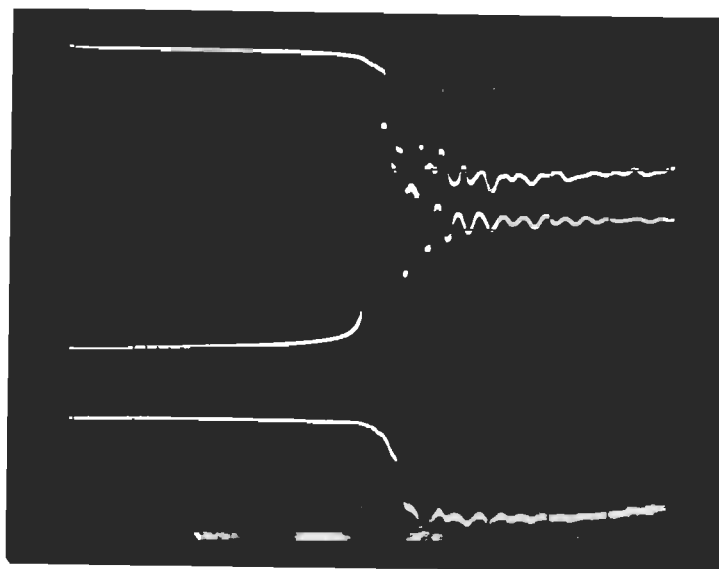


Figure 4.3. Formes d'ondes à l'ouverture sans circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: allure du courant collecteur (5 A/div). Trace du milieu: tension VCE (50 V/div). Trace inférieure: tension VBE (5 V/div), la base de temps est de 500 ns/div .

On peut voir sur les figures 4.2 et 4.3 que la puissance commutée correspond approximativement à celle visée par le convertisseur proposé donc, les temps obtenus seront utilisés pour le calcul du circuit d'aide à la commutation. Le temps de fermeture de l'interrupteur obtenu à la figure 4.2 est d'environ 200 ns. Le temps d'ouverture, après évacuation

des charges dans les jonctions base/émetteur est d'environ 200 ns. La figure 4.4 montre, pour un courant de base inverse de 500 mA, le temps nécessaire avant l'ouverture de l'interrupteur. Dans notre cas, le temps obtenu est d'environ 3 μ s. Ce temps est variable selon l'intensité du courant collecteur et de la pente d'application du courant inverse de base. Le choix d'un courant inverse de 500 mA a été fixé par un rapport de dix fois le courant nécessaire pour maintenir le TDCB saturé.

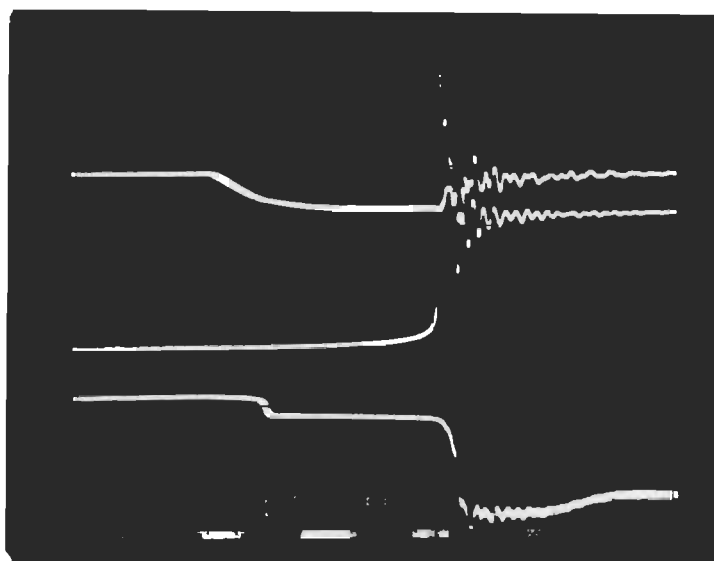


Figure 4.4 Forme d'onde à l'ouverture sans circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: allure du courant de base (1 A/div). Trace du milieu: tension VCE (50 V/div). Trace inférieure: tension VBE (5 V/div), la base de temps est de 1 μ s/div.

L'annexe 1 montre que le courant de base nécessaire, pour 25 A de courant collecteur, est de 50 mA. On retrouve également à l'annexe 1, les caractéristiques de commutation du TBCD.

Il est à noter que les oscillations obtenues sur les figures précédentes sont seulement causées par les résonnances entre les inductances de câblage et le condensateur d'alimentation. Comme ces dernières sont d'amplitude importante, la présence d'un circuit d'aide à la commutation devient nécessaire. De plus, la puissance dissipée lors de l'ouverture du TBCD, montrée à la figure 4.3, requiert absolument la présence d'une capacité de ralentissement pour la montée de la tension VCE.

4.3.2 Le circuit d'aide à la commutation

Le circuit d'aide à la commutation est conçu pour répondre aux exigences de fréquence d'opération et de dissipation thermique de l'unité de commutation incluant le TBCD et le radiateur. Dans notre cas, la fréquence d'opération maximale qu'on se permet est de 20 kHz; ce qui donne une période T de 50 μs . Il n'est pas nécessaire d'aller au-delà de 20 kHz car la diminution du taux d'ondulation de courant ne le justifie pas. De plus, les commutations pour une fréquence de l'ordre de 16 kHz sont déjà inaudibles, ce qui démontre que 20 kHz représente une limite acceptable. Comme la commutation ne doit pas représenter plus de 0,2 T , afin de permettre une variation convenable du rapport cyclique, un temps de 0,1 T est alloué à la fermeture et à l'ouverture. Le temps de fermeture étant dicté par une inductance saturable en série avec le TBCD, comme le montre la figure 4.5, et le temps d'ouverture par un condensateur et une résistance en parallèle avec ce dernier, on peut procéder à un exemple de calcul de L , R et C pour les spécifications suivantes:

1. la tension VCE permmissible est de 200 V.
2. le courant nominal est de 10 A (1 pu).

3. la pointe de courant causée par la décharge instantanée du condensateur ne doit pas excéder 20 A (2 pu).

Pour le calcul de l'inductance en série avec le TBCD, on utilise l'équation 4.1. Il est à noter que la valeur de l'inductance obtenue correspond à une valeur non saturée. Le point ainsi que le temps de saturation sont ensuite déterminés par le choix du type de noyau ferromagnétique.

$$[4.1] \quad L := E \cdot \frac{dt}{dI_c}$$

$$L := 200 \cdot 5 \cdot \frac{10^{-6}}{10}$$

$$L := 100 \quad \mu H$$

dI_c - variation de courant permise

dt - temps de commutation

E - source d'alimentation

Le condensateur en parallèle avec le TBCD est calculé par l'équation 4.2.

$$[4.2] \quad C := I_c \cdot \frac{dt}{dV_c}$$

$$C := 10 \cdot 5 \cdot \frac{10^{-6}}{200}$$

$$C := 0,25 \quad \mu F$$

dV_c - variation de la tension VCE permise

dt - temps de commutation

Ic - courant initial dans le TBCD

La résistance du circuit ainsi que la puissance qu'elle dissipe sont calculées par les équations 4.3 et 4.4.

$$[4.3] \quad R := \frac{E}{I_{\max}}$$

$$R := \frac{200}{20}$$

$$[4.4] \quad R := 10 \quad \text{Ohms}$$

$$P_R := \frac{1}{2} E \cdot C \cdot F_{\max}^2$$

$$P_R := 0.5 \cdot 200^2 \cdot 0.25 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3$$

$$P_R := 100 \quad \text{Watts}$$

Il est à noter que la dissipation dans l'exemple précédent représente 5 % de la puissance en jeu, ce qui prouve que le circuit n'est pas le plus performant mais plutôt une version simple et économique permettant une commutation convenable. Le choix d'un condensateur de papier, comme dans le présent cas, tient compte du fait que le condensateur ne peut fournir, à cause de la présence d'une résistance interne non négligeable, un courant instantané très élevé. Par contre, dans une application à très fort courant, le circuit de la figure 4.5 n'offre pas des commutations sans pertes et doit laisser sa place à un circuit plus performant comme celui de la figure 4.6. Le choix du condensateur devient très important car la présence d'une résistance interne importante occasionne une

tension instantanée aux bornes du semi-conducteur qui provoque une surchauffe de l'élément. Dans ces conditions, un condensateur à fort courant (polypropylène) est habituellement employé.

Les figures 4.7 et 4.8 montrent les résultats obtenus, pour le circuit d'aide à la commutation de la figure 4.5, avec les valeurs utilisées. Les figures 4.9 et 4.10 montrent les caractéristiques de saturation de l'inductance employée.

On remarque, sur la figure 4.7, qu'une certaine dissipation est présente mais de beaucoup réduite par rapport aux mêmes conditions, sans circuit d'aide à la commutation, de la figure 4.3. L'apparition d'une tension instantanée aux bornes du TBCD provient de la dérivation du courant, produite par l'énergie emmagasinée par l'inductance, dans la résistance en série avec le condensateur.

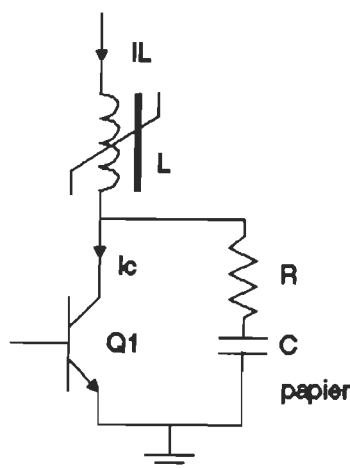


Figure 4.5. Circuit simplifié d'aide à la commutation.

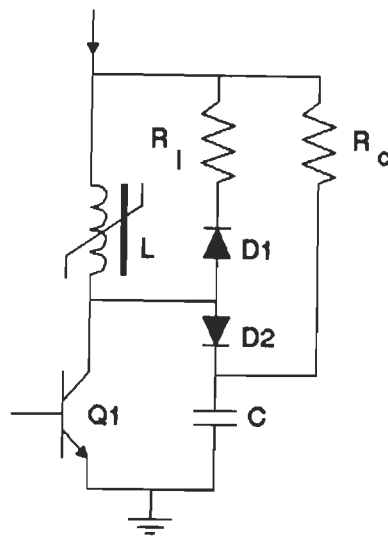


Figure 4.6. Circuit plus performant d'aide à la commutation.

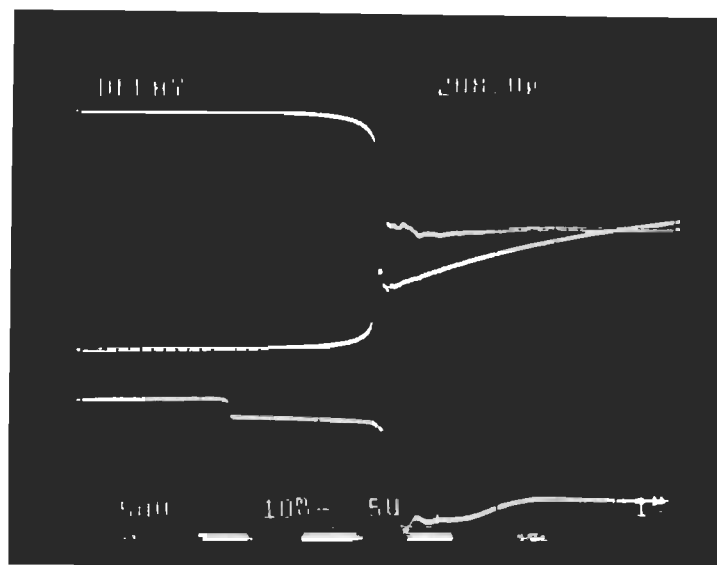


Figure 4.7. Formes d'ondes à l'ouverture avec un circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: courant I_c (5 A/div). Trace du milieu: tension V_{CE} (50 V/div). Trace inférieure: tension V_{BE} (5 V/div). La base de temps est de 1 μ s/div et $L = 180 \mu$ H, $R = 5$ Ohms et $C = .22 \mu$ F.

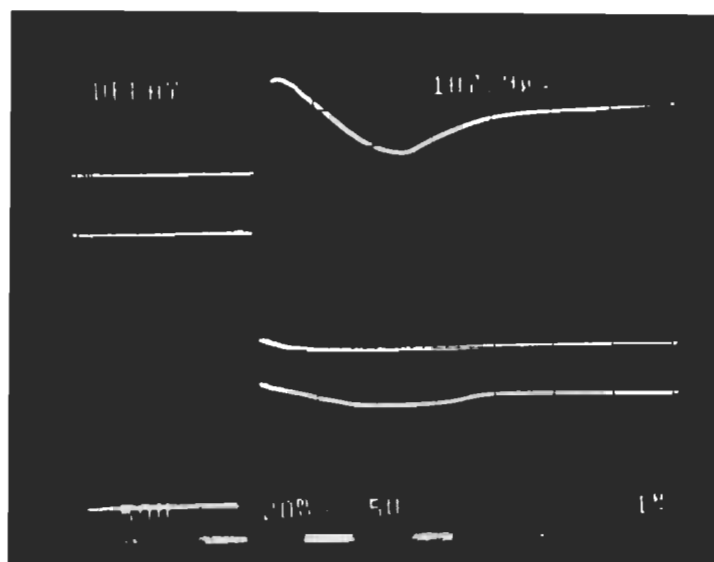


Figure 4.8. Formes d'ondes à la fermeture avec un circuit d'aide à la commutation. Trace supérieure: courant I_c (10 A/div). Trace du milieu: tension VCE (50 V/div). Trace inférieure: tension VBE (5 V/div). La base de temps ainsi que les valeurs des composantes sont les mêmes que précédemment.

La figure 4.8 montre la décharge du condensateur par la pointe de courant sur la courbe de I_c . La comparaison entre la courbe de VCE et de courant I_c montre que la dissipation à la fermeture est pratiquement nulle. On peut remarquer le comportement du circuit d'asservissement du niveau de saturation par l'évolution de la tension VBE en fonction du courant I_c . Les figures 4.9 et 4.10 montrent le comportement du courant de charge et permet de calculer la valeur de l'inductance avant la

saturation. Pour se faire, on mesure le temps avant le coude de montée de courant et la valeur du courant atteinte à ce même point. L'équation 4.1 est ensuite utilisée pour trouver la valeur de l'inductance. Il est à noter que pour ces essais, une charge résistive ou une charge inductive avec diode de roue libre peuvent être utilisées.

$$L := E \cdot \frac{dt}{dI_c}$$

$$L := 100 \cdot \frac{2.5 \cdot 10^{-6}}{1.4}$$

$$L := 178.6 \text{ uH}$$

Selon les figures 4.9 et 4.10, l'inductance utilisée a une valeur de 180 uH non saturée et un courant de saturation de 1.4 Ampères.

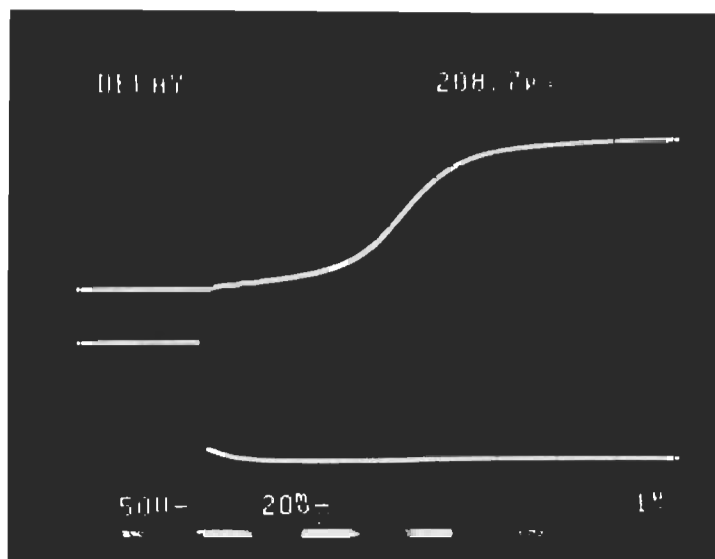


Figure 4.9. Formes d'ondes du courant dans l'inductance saturable. Trace supérieure: allure du courant I_L (2 A/div). Trace inférieure: tension VCE (50 V/div). La base de temps est de 1 μ s/div.

La valeur de l'inductance saturée peut être approximée par le calcul de la pente de courant après le coude de saturation. On trouve, par la même équation, une valeur approximative de 40 μH .

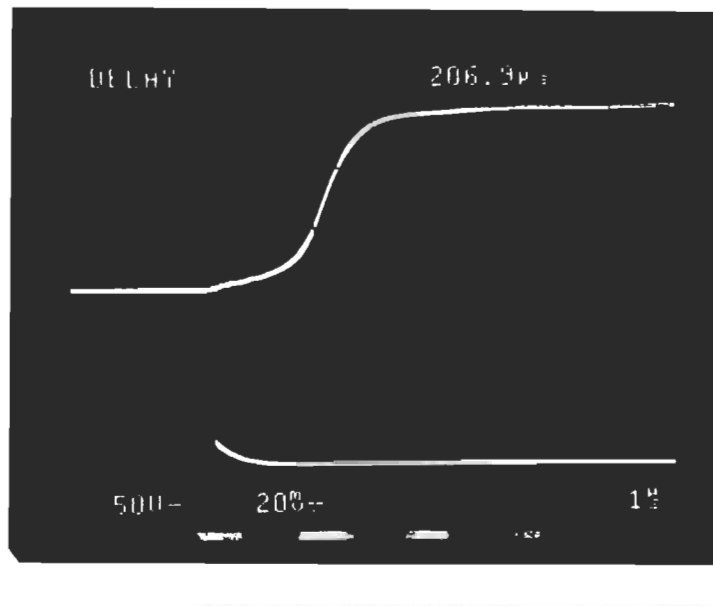


Figure 4.10. Formes d'ondes de courant dans l'inductance saturable. Trace supérieure: allure du courant I_L (2 A/div). Trace inférieure: tension VCE (50 V/div). La base de temps est de 1 μs /div.

Chaque inductance utilisée possède 6 tours de fils de grosseur #12 sur un noyau de type FT-140-77. Les spécifications du noyau de ferrite utilisé sont données à l'annexe 1.

4.4 Conception d'un hacheur à quatre quadrants

L'étage de découpage, du convertisseur proposé, consiste en un

hacheur à quatre quadrants qui contrôle directement la puissance transmise au moteur. Cette section montre la conception du hacheur qui sera implanté. Un exemple de choix et de calcul des composantes utilisées dans la configuration proposée, est donné.

4.4.1 Configuration utilisée

Si on considère que le hacheur à être implanté repose essentiellement sur l'utilisation de quatre unités de commutation développées précédemment, certains problèmes d'évacuation d'énergie peuvent surgir. La figure 4.11 montre le circuit de base pour deux cas particuliers de fonctionnement. On peut voir que l'ouverture du premier TBCD, qui fait place à une période de roue libre, ou l'ouverture simultanée des TBCD un et quatre, lors d'un délai de commutation, entraîne des surtensions importantes sur les autres TBCD. Ceci provient du fait qu'il y a opposition par les inductances deux et trois au passage du courant produit par l'énergie dans les inductances initialement chargées. On peut donc dire qu'il est préférable d'utiliser une autre configuration qui éliminerait la présence de tels phénomènes. La configuration utilisée, montrée à la figure 4.12, permet une circulation du courant sans aucune opposition peu importe les commutations en jeu. Le principal avantage de cette structure est qu'elle utilise directement quatre des unités de commutation, développées précédemment, pour produire un hacheur à quatre quadrants. Il faut aussi noter que l'utilisation de diodes externes aux TBCD, qui inclue habituellement dans un même boîtier une diode et un Darlington, diminue significativement la puissance à dissiper par ce dernier. Ce phénomène s'explique simplement par une répartition en part égale du

courant, lors d'une commutation entre les diodes externes et les diodes intégrées.

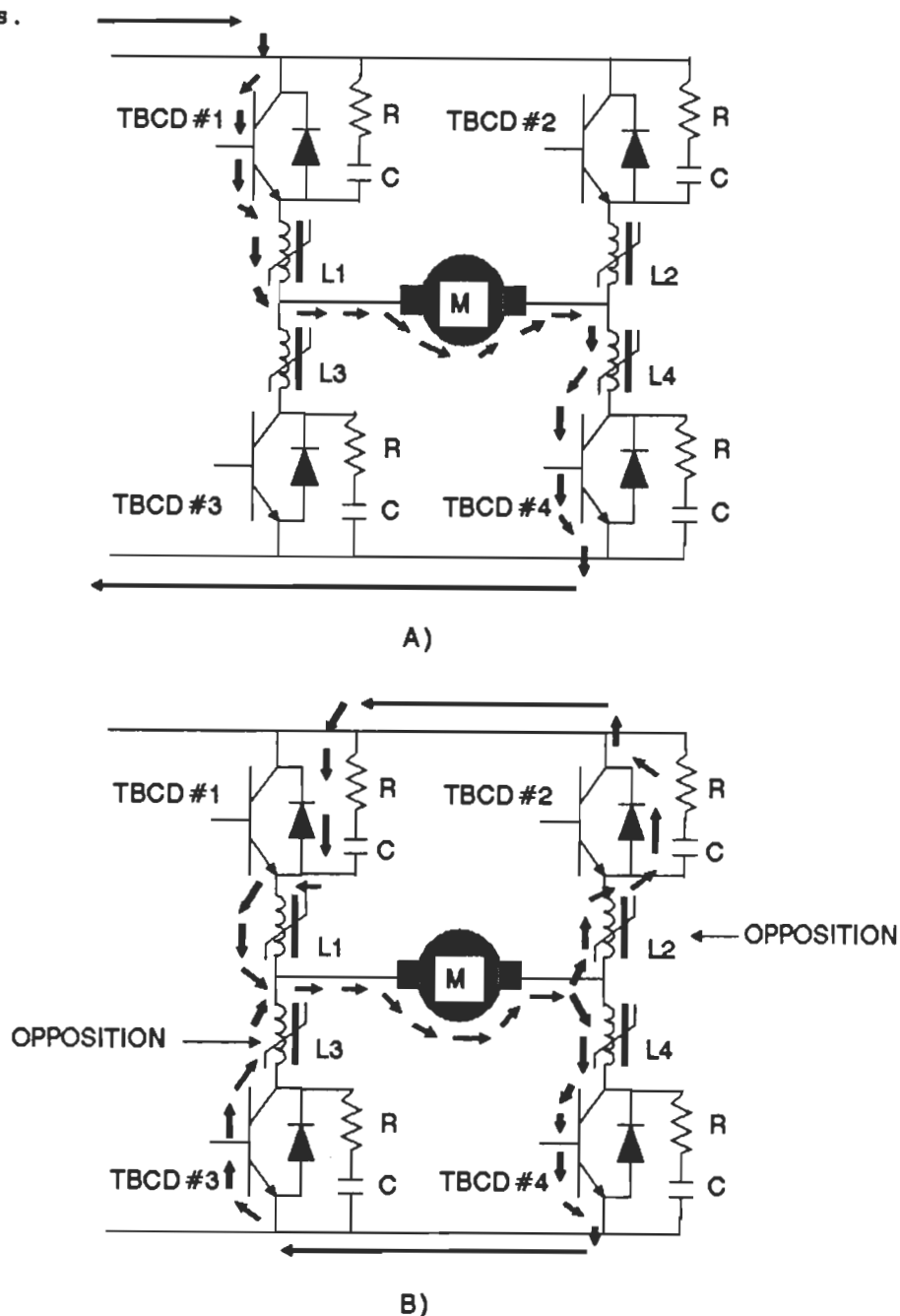


Figure 4.11. Fonctionnement avec circuit d'aide à la commutation pour les cas suivants: A) fonctionnement initial du hacheur et B) ouverture du premier TBCD pour faire place à une période de roue libre.

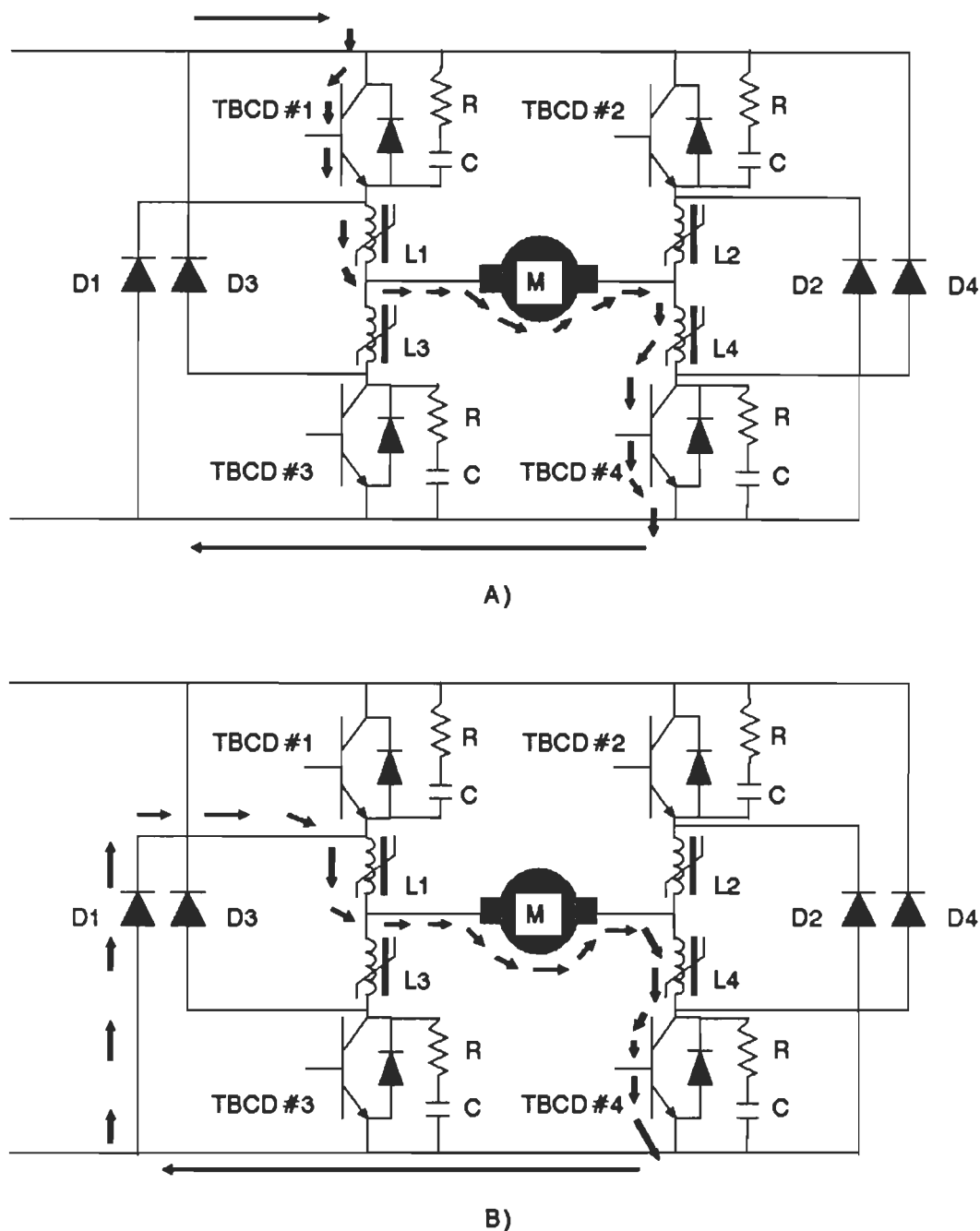


Figure 4.12. Comportement du courant, lors d'une commutation du TBCD numéro 1, pour la nouvelle structure proposée. A) Fonctionnement initial et B) Inversion de la commande de conduction.

Un exemple de calcul, du dimensionnement des composantes du hacheur, est montré ci-dessous en prenant comme base de calcul les mêmes valeurs utilisées pour le calcul d'une unité de commutation.

4.4.2 Exemples de calcul

En ce qui a trait à l'ouverture des TBCD, le circuit RC déjà étudié offre les mêmes performances que précédemment. Par contre, à la fermeture, le courant apparaissant dans le TBCD aura maintenant une valeur plus élevée que dans le cas d'un hacheur à un quadrant. Comme le courant de roue libre peut être posé constant, la somme de ce dernier et du courant de décharge du condensateur apparaîtra instantanément dans le TBCD causant une pointe de 3 pu d'une durée dictée par la décharge du circuit RC. Donc, il faut s'assurer que le TBCD choisi est suffisamment sur-dimensionné pour accepter ces contraintes. En ce qui a trait au problème de dissipation, la fermeture d'un semi-conducteur n'est pas vraiment critique car la dissipation a surtout lieu à l'ouverture.

Pour calculer le courant moyen dans chacune des diodes externes, il faut évaluer, dans le pire cas, le temps de conduction ainsi que le courant alors porté par les diodes concernées. En utilisant la figure 4.13, qui montre le chemin emprunté par le courant après l'ouverture des TBCD un et quatre, on peut voir que le courant porté est celui de la source de courant qui est alors considérée idéale. Si on considère que le rapport cyclique de conduction des TBCD un et quatre est de 10 %, qui correspond au rapport cyclique minimale soit 0,1 T, les diodes en conduction porteront le courant de la source pendant 0,9 T. Par conséquent, le courant moyen se calcule par l'équation 4.5 et le courant efficace par

l'équation 4.6.

$$[4.5] \quad I_{d \text{ moy}} := \left[\begin{array}{c} 1 \\ - \\ T \end{array} \right] \cdot \int_{0.1T}^{1T} I_{\text{source}} dt$$

$$I_{d \text{ moy}} := I_{\text{source}} \cdot 0.9$$

$$[4.6] \quad I_{d \text{ moy}} := 0.9 \text{ pu}$$

$$I_{d \text{ eff}} := \sqrt{\left[\begin{array}{c} 1 \\ - \\ T \end{array} \right] \cdot \int_{0.1T}^{1T} I_{\text{source}}^2 dt}$$

$$I_{d \text{ eff}} := I_{\text{source}} \cdot \sqrt{0.9}$$

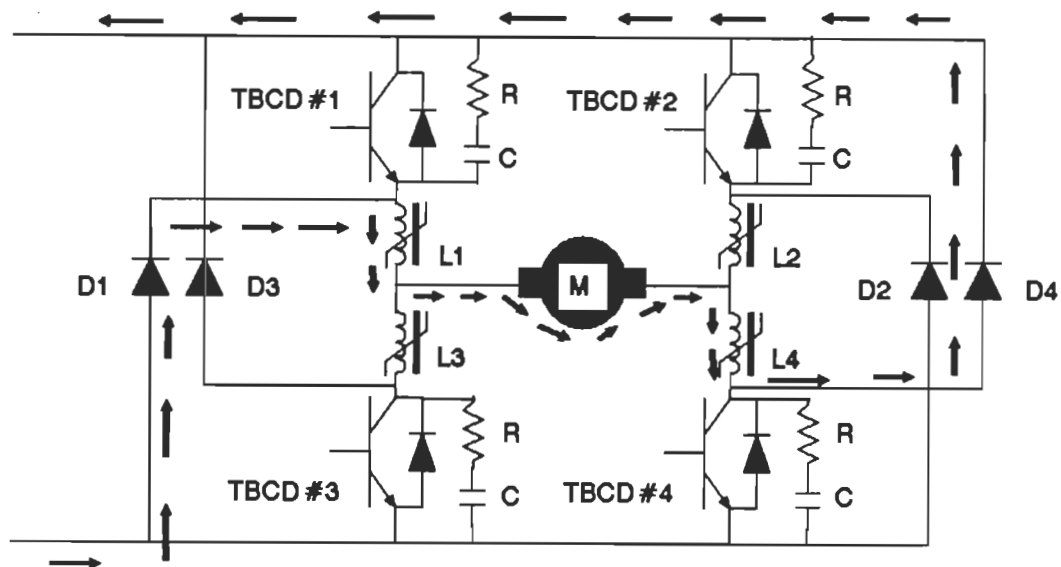


Figure 4.13. Circulation du courant lors d'une commutation.

Il est certain que beaucoup d'autres phénomènes transitoires se produisent lors des commutations des TBCD du hacheur. Les chapitres traitant sur les essais du convertisseur permettront de voir ces divers comportements et de les étudier attentivement.

La section concernant l'étage de découpage du courant étant au point, on peut passer à la conception de l'étage de redressement qui procure le lien direct avec le réseau d'alimentation alternatif.

4.5 Conception du redresseur d'entrée

Les deux configurations de redresseurs utilisés se retrouvent sous deux formes qui sont: le redresseur triphasé et le redresseur monophasé.

4.5.1 Montage monophasé

Pour produire un redresseur monophasé bi-directionnel en courant, on utilisera la structure de la figure 4.14 qui repose sur l'utilisation de quatre unités de commutation développées précédemment.

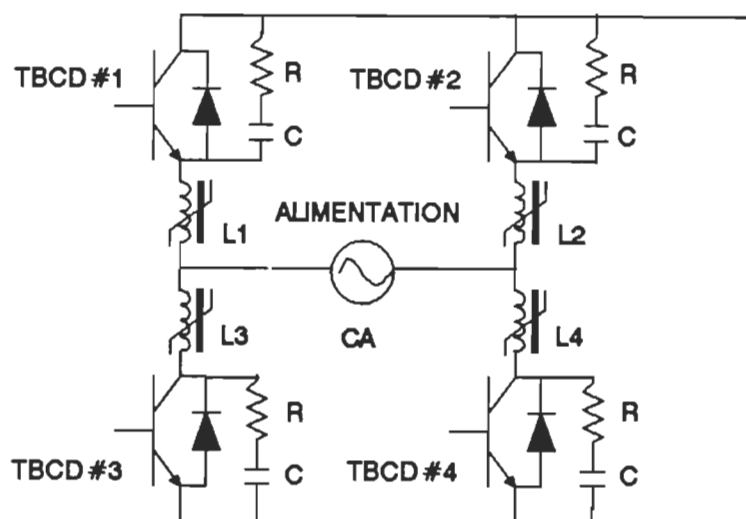


Figure 4.14. Redresseur monophasé bi-directionnel en courant.

Les inductances saturables utilisées servent surtout de protection contre la possibilité d'un court-circuit dû à une mauvaise synchronisation de la commande des TBCD. Ces inductances servent aussi à ralen-

tir l'évolution du courant sur la barre à courant continu afin de limiter les surtensions produites par les inductances de câblage.

Le dimensionnement des unités de commutation est fait suivant les procédures habituelles de calcul d'un redresseur monophasé alimentant une source de courant. Dans le pire cas, les diodes ou les TBCD peuvent porter le courant tout au long de leurs périodes de conduction, soit un-demi cycle du réseau d'alimentation. Ceci permet de calculer les valeurs moyenne et efficace du courant dans un semi-conducteur par les équations 4.7 et 4.8. En ce qui concerne la tenue en tension, elle est dictée par la tension maximale du réseau d'alimentation soit dans notre cas par l'équation 4.9.

[4.7]

$$I_{d \text{ moy}} := \left[\frac{1}{T} \right] \cdot \int_0^{0.5T} I_{\text{source}} dt$$

$$I_{d \text{ moy}} := \frac{I_{\text{source}}}{2}$$

$$I_{d \text{ moy}} := 0.5 \text{ pu}$$

$$T := \frac{1}{60} \text{ Hz}$$

[4.8]

$$I_{d \text{ eff}} := \sqrt{\left[\frac{1}{T} \right] \cdot \int_0^{0.5T} I_{\text{source}}^2 dt}$$

$$I_{d \text{ eff}} := \frac{I_{\text{source}}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{d \text{ eff}} := .707 \text{ pu}$$

$$[4.9] \quad V_{CE_{\max}} := V_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$$

V_{eff} représente la tension efficace du réseau d'alimentation.

4.5.2 Montage triphasé

La figure 4.15 montre la structure de redresseur utilisée pour réaliser un étage de redressement triphasé bi-directionnel.

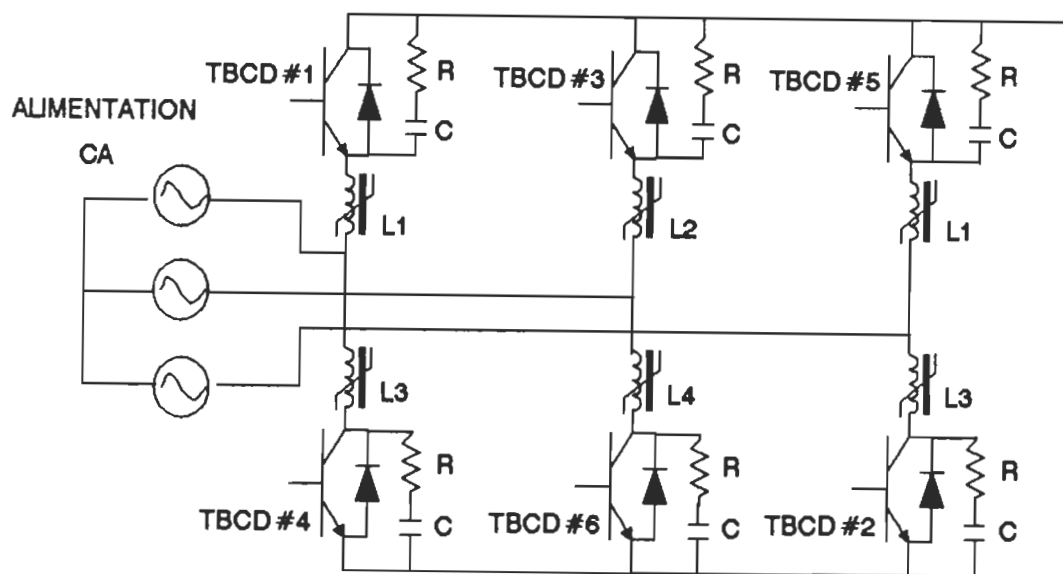


Figure 4.15 Structure de redressement bi-directionnelle triphasée.

Pour le dimensionnement des éléments du redresseur triphasé, on utilise les équations d'un montage conventionnel soit les équations 4.10, 4.11 et 4.12 qui sont valables lors de l'alimentation d'une source de courant idéal et pour une durée de conduction maximale de 120 degrés par éléments semiconducteurs. Encore ici, les inductances saturables représentent une protection supplémentaire contre les courts-circuits entre phases.

[4.10]

$$I_{d \text{ moy}} := \begin{bmatrix} 1 \\ - \\ T \end{bmatrix} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{\text{source}} d\theta$$

$$I_{d \text{ moy}} := \frac{I_{\text{source}}}{3}$$

$$I_{d \text{ moy}} := 0.33 \text{ pu}$$

[4.11]

$$I_{d \text{ eff}} := \sqrt{\begin{bmatrix} 1 \\ - \\ T \end{bmatrix} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{\text{source}}^2 d\theta}$$

$$I_{d \text{ eff}} := \frac{I_{\text{source}}}{\sqrt{3}}$$

$$I_{d \text{ eff}} := 0.577 \text{ pu}$$

La tension maximale permissible aux bornes d'une diode ou d'un TBCD est donnée par l'équation 4.12.

[4.12]

$$V_{CE\max} := \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{eff}$$

V_{eff} représente la tension efficace phase neutre.

Le circuit RC utilisé dans chaque unité de commutation sert à limiter le taux de montée de tension à la fois pour le TBCD et la diode intégrée lors d'une commutation forcée ou naturelle.

4.6 Etage tampon

L'étage tampon sert à absorber, durant une commutation des TBCD du redresseur d'entrée, l'énergie injectée par la source de courant produite par l'inductance de la machine entraînée.

Pour le dimensionnement du circuit tampon, il faut définir qu'elle élévation de tension à la barre continue est permise et aussi connaître la durée d'une commutation correspondante au temps d'absorption du circuit. Le dimensionnement du circuit tampon utilisé est basé sur une élévation 20 % ou 0,2 pu de la tension continue pour un délai de commutation de 100 us ou 0,006 pu en prenant comme base la période du réseau d'alimentation. Le condensateur ainsi que la résistance d'évacuation sont calculés par les équations 4.13 et 4.14.

[4.13]

$$C := I_{source} \cdot \frac{dt}{dV_c}$$

$$C := 10 \cdot \frac{100 \cdot 10^{-6}}{40}$$

$$C := 25 \text{ uF}$$

dVc représente l'élévation de tension permise sachant que la tension de base est de 200 V.

dt représente le délai de commutation.

La résistance d'évacuation est dimensionnée en fonction du temps d'évacuation disponible. Dans le cas d'un montage monophasé, le temps disponible est de une-demi période du réseau alternatif soit 0.5 T. Dans le cas triphasé, le temps disponible n'est plus que de un-sixième de la période soit 0,167 T. La valeur de la résistance s'obtient en considérant la constante de temps RC du circuit trois fois inférieure au temps d'évacuation permis soit, l'équation 4.14.

[4.14]

En monophasé

$$3 \cdot R \cdot C < \frac{T}{2}$$

$$R < \frac{T}{3 \cdot 2 \cdot C}$$

$$R < \frac{16.67 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 2 \cdot [25 \cdot 10^{-6}]}$$

$$R < 111 \text{ Ohms}$$

En triphasé

$$3 \cdot R \cdot C < \frac{T}{6}$$

$$R < \frac{T}{3 \cdot 6 \cdot C}$$

$$R < \frac{16.67 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 6 \cdot [25 \cdot 10^{-6}]}$$

$$R < 37 \quad \text{Ohms}$$

La pointe de courant, produite à la fermeture d'un TBCD d'entrée, est donnée par l'équation 4.15 et la dissipation dans la résistance, pour le pire cas, par l'équation 4.16.

[4.15]

$$I_{\max} := \frac{V_c - V_{\text{source}}}{R}$$

[4.16]

En monophasé

$$P_R := \left[\frac{1}{2} \right] \cdot dV_c^2 \cdot C \cdot F_{\text{ond}}$$

$$P_R := 0.5 \cdot 40^2 \cdot [25 \cdot 10^{-6}] \cdot 120$$

$$P_R := 2.4 \quad \text{Watts}$$

En triphasé

$$P_R := 0.5 \cdot 40^2 \cdot [25 \cdot 10^{-6}] \cdot 360$$

$$P_R := 7.2 \quad \text{Watts}$$

F_{ond} représente la fréquence de l'onde redressée qui est 120 Hz en monophasé et 360 Hz en triphasé.

4.7 Calcul du filtre d'entrée

Le calcul du filtre d'entrée repose sur l'utilisation des deux circuits équivalents de la figure 4.16 [7].

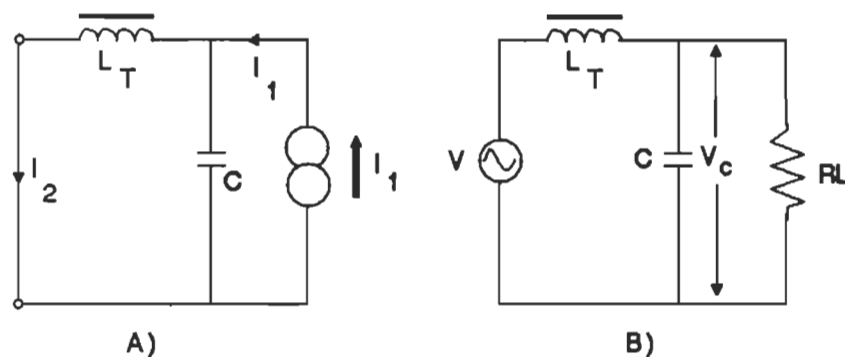


Figure 4.16. Circuits équivalents du convertisseur avec son filtre d'entrée. A) Vu du convertisseur, b) vu du réseau d'alimentation.

Comme le convertisseur, vu du réseau, représente une source importante d'harmoniques, on peut utiliser le circuit de la figure 4.16 A) pour calculer le niveau d'atténuation produit par le filtre d'entrée. Il faut noter que ce circuit équivalent représente une séquence de conduction bien définie qui pourrait être, par exemple, la conduction des TBCD #1 et #2. On obtiendrait alors le circuit équivalent entre les phases A et B.

On peut faire le calcul du courant injecté par le convertisseur au réseau d'alimentation par l'équation 4.17

[4.17]

$$I_2 := I_1 \cdot \frac{-j \cdot X_C}{-j \cdot X_C + j \cdot X_L}$$

$$I_2 := I_1 \cdot \left[\frac{-j \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot C}}{-j \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot C} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L} \right]$$

$$I_2 := I_1 \cdot \frac{1}{1 - (2 \cdot \pi \cdot F)^2 \cdot L \cdot C}$$

$$I_2 := I_1 \cdot \frac{1}{1 - \left[\frac{W}{W_r} \right]^2}$$

Où les termes w_r et w sont définis par:

$$w := 2 \cdot \pi \cdot F$$

$$w_r := \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

La fréquence F représente une des composantes harmoniques produites par le hacheur soit, dans notre cas, $2PN \pm 1$. P représente le nombre de commutation du hacheur dans une demie période du réseau d'alimentation et N varie de un à l'infinie. Il faut remarquer que dans ce calcul, seule la composante fondamentale du courant modulé a une amplitude importante et sera utilisée pour déterminer la fréquence w_r du filtre d'entrée.

Si on regarde maintenant la figure 4.17 qui représente l'évolution de la fonction trouvée à l'équation 4.17.

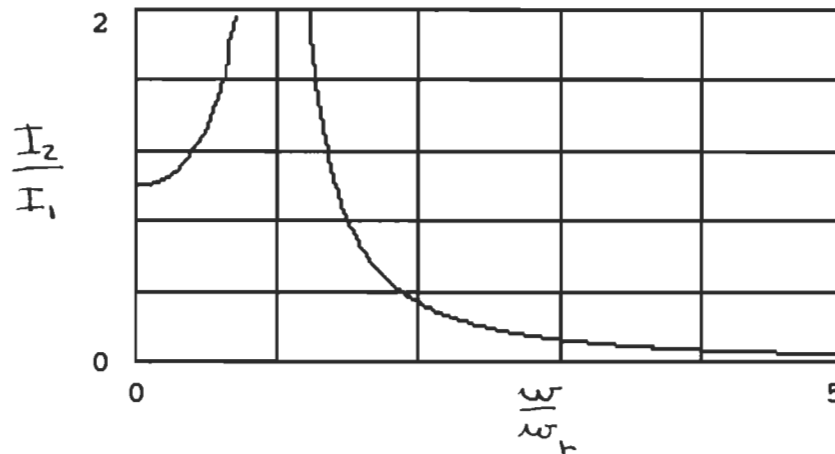


Figure 4.17. Evolution du gain du filtre LC en fonction de la fréquence de résonance.

On peut voir qu'il faut que la fréquence de résonance w_r soit inférieure à w d'un facteur trois pour qu'il y ait atténuation de la première composante harmonique à $2PN - 1$. Dans notre cas, la fréquence d'opération

est de 3.84 kHz, ce qui signifie que la première composante harmonique à éliminer se trouve à 3.78 kHz et requiert une fréquence de résonance du filtre LC de 3.78 kHz/3 soit 1.26 kHz. Sachant que l'inductance de fuite du transformateur, mesurée au laboratoire par un essai en court-circuit, est de 700 uH, on peut trouver la valeur du condensateur par l'équation 4.18.

[4.18]

$$w_r := \frac{1}{\sqrt{\frac{L_T \cdot C}{T}}}$$

$$w_r^2 := \frac{1}{\frac{L_T \cdot C}{T}}$$

$$C := \frac{1}{\frac{w_r^2 \cdot L_T}{T}}$$

$$C := 11.4 \quad \mu F$$

L_T représente l'inductance totale, soit deux fois l'inductance de fuite du transformateur pour un réseau triphasé et une fois pour un réseau monophasé.

Une valeur de condensateur de 20 uF a donc été choisie pour des raisons de disponibilité, ce qui nous donne une fréquence de résonance w_r de 0.95 kHz et fait augmenter le facteur d'atténuation à 4 soit 3,78 kHz/0,95 kHz.

Regardons maintenant l'effet du filtre sur la tension aux bornes du condensateur en utilisant le circuit équivalent de la figure 4.16 B). On peut justifier l'utilisation de ce circuit par le fait que, vu du réseau, le convertisseur se comporte comme une résistance variable car, la composante fondamentale du courant de ligne est toujours en phase avec la tension aux bornes du condensateur.

Si on veut trouver le rapport entre la tension d'alimentation du réseau et la tension V_c , il faut résoudre l'équation du diviseur de tension de l'équation 4.19.

[4.19]

$$V_c := V \cdot \left[\frac{\frac{-j \cdot X_C \cdot R_L}{R_L - j \cdot X_C}}{j \cdot X_L - \frac{j \cdot X_C \cdot R_L}{R_L - j \cdot X_C}} \right]$$

$$V_c := V \cdot \frac{-j \cdot R_L}{j \cdot R_L \cdot (2 \cdot \pi \cdot F)^2 \cdot L C + (2 \cdot \pi \cdot F \cdot L) - j \cdot R_L}$$

$$\left| \frac{V_c}{V} \right| := \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left[\frac{w}{w_r} \right]^2 \right]^2 + \left[2 \cdot \pi \cdot F \cdot \frac{L}{R_L} \right]^2}}$$

La figure 4.18. montre l'évolution de la tension aux bornes du

condensateur en fonction de la fréquence du réseau d'alimentation pour les valeurs extrêmes de charges. On peut voir que, pour une fréquence de 60 Hz du réseau d'alimentation, la tension V_c n'est pas affectée par la variation de charge, ce qui correspond bien à ce que l'on désirait.

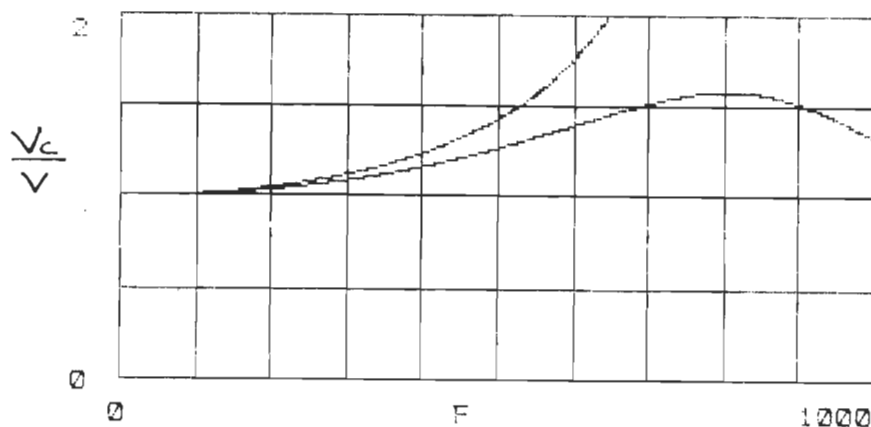


Figure 4.18. Tension V_c en fonction de la fréquence F , pour le filtre LC trouvé précédemment.

Pour terminer cette section, on peut simplement dire qu'il faut que la fréquence de résonance ω_r soit beaucoup plus grande que la fréquence du réseau d'alimentation mais, beaucoup plus petite que la première composante haute fréquence d'ordre $2PN - 1$ produite par le hacheur de courant. La figure 4.19 montre l'effet du filtre sur le contenu harmonique du courant ligne pour le redresseur d'entrée de la figure 4.20.

Pour la tenue en tension des condensateurs du filtre, on utilisera tout simplement la tension ligne efficace multipliée par un facteur de sécurité de 1.5. Dans notre prototype, des condensateurs de 20 μF , 200 V sont utilisés.

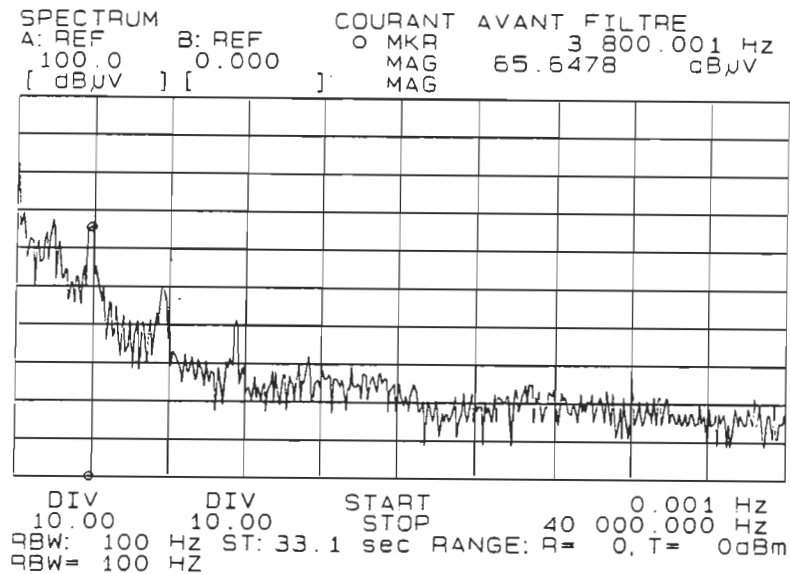
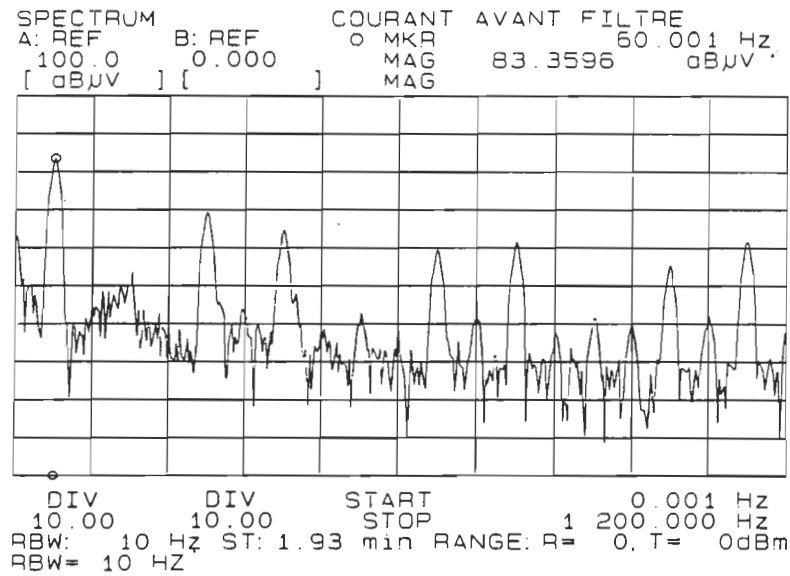


Figure 4.19. Spectre du courant ligne mesuré en pratique avec la présence du filtre d'entrée.

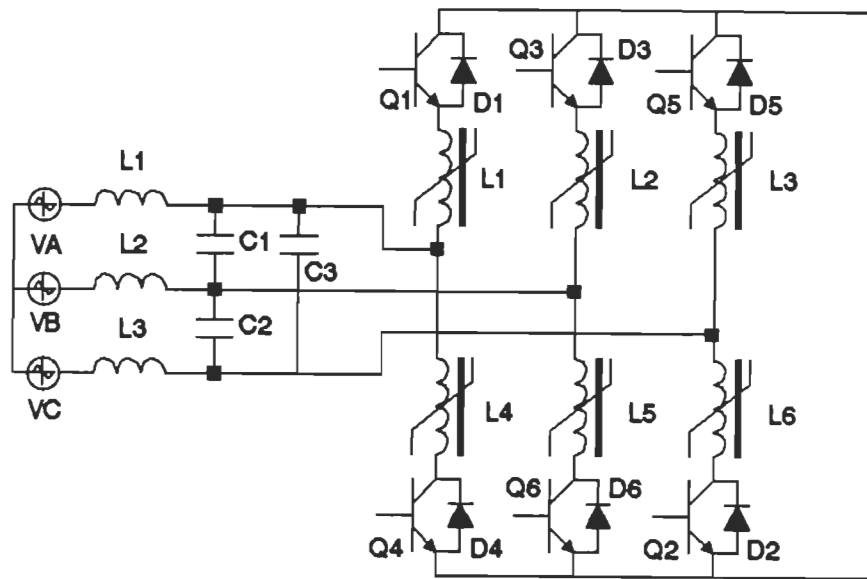


Figure 4.20. Redresseur triphasé avec son filtre d'entrée.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, la description des éléments de puissance utilisés ainsi que la conception d'une unité de commutation universelle ont été montrées. Le dimensionnement des éléments semi-conducteurs a été calculé pour chacune des sections correspondantes mais, les unités de commutation employées dans le prototype, ont toutes été dimensionnées pour le pire cas, c'est-à-dire avec les mêmes éléments, peu importe la section en jeu. Ceci simplifie beaucoup la conception du circuit et permet une mise en fonction beaucoup plus rapide du prototype.

CHAPITRE 5

CIRCUITS DE COMMANDE

5.1 Introduction

Ce chapitre explique chacun des circuits de commande utilisé pour le fonctionnement du convertisseur proposé. On y retrouve les détails du modulateur utilisé, des circuits multiplicateurs, du circuit de détection de passage par zéro et, pour terminer, des circuits utilisés pour générer la commande du redresseur d'entrée.

5.2 Modulateur numérique utilisé pour la commande du hacheur

L'utilisation d'un modulateur numérique a l'avantage de permettre toute une gamme de fonctionnement du hacheur. Le choix des types d'onde porteuse et d'onde modulante est possible et permet plusieurs combinaisons de modulation.

Cette section décrit le fonctionnement du modulateur et montre comment la modulation peut être contrôlée à l'aide d'un microprocesseur.

5.2.1 Principe de fonctionnement

Le modulateur numérique représente une réplique d'un modulateur analogique mais beaucoup plus versatile. Il se compose de quatre sections principales qui sont: 1) les compteurs d'adresses, 2) les mémoires EPROM, 3) les additionneurs et 4) les comparateurs de sortie. La figure 5.1 montre la diagramme bloc du modulateur.

Chacune des mémoires EPROM est programmée pour contenir une forme d'onde répartie sur 256 espaces mémoire qui représente 256 adresses différentes. Cette répartition permet de programmer jusqu'à 16 formes d'onde différentes à l'intérieur d'une même mémoire de 4 K. De cette façon, on peut facilement produire une modulation de type MELI ou de type MSLI (modulation sinusoïdale de largeur d'impulsion) utilisant une porteuse triangulaire ou en dent de scie.

Chaque mémoire EPROM est adressée par un compteur d'adresse qui balaie la mémoire à une fréquence déterminée par l'horloge d'entrée au système. Par exemple, on peut produire une onde triangulaire à une fréquence de 1 kHz en utilisant une horloge de 256 kHz à l'entrée du compteur d'adresse. Le désavantage de cette méthode sur l'analogique est que le compteur d'adresse doit fonctionner à une fréquence 256 fois plus élevée que la fréquence de la porteuse. Pour diminuer la fréquence de fonctionnement du compteur, on peut programmer deux cycles de l'onde porteuse à l'intérieur de 256 espaces mémoire.

La résolution de l'onde programmée peut s'évaluer par une corrélation avec une onde analogique. Si on pose qu'une amplitude d'un Volt correspond au nombre numérique \$FF (\$ signifie que la notation hexadécimale est utilisée) et qu'une période T correspond à \$80, on obtient les résolutions données par l'équation 5.1.

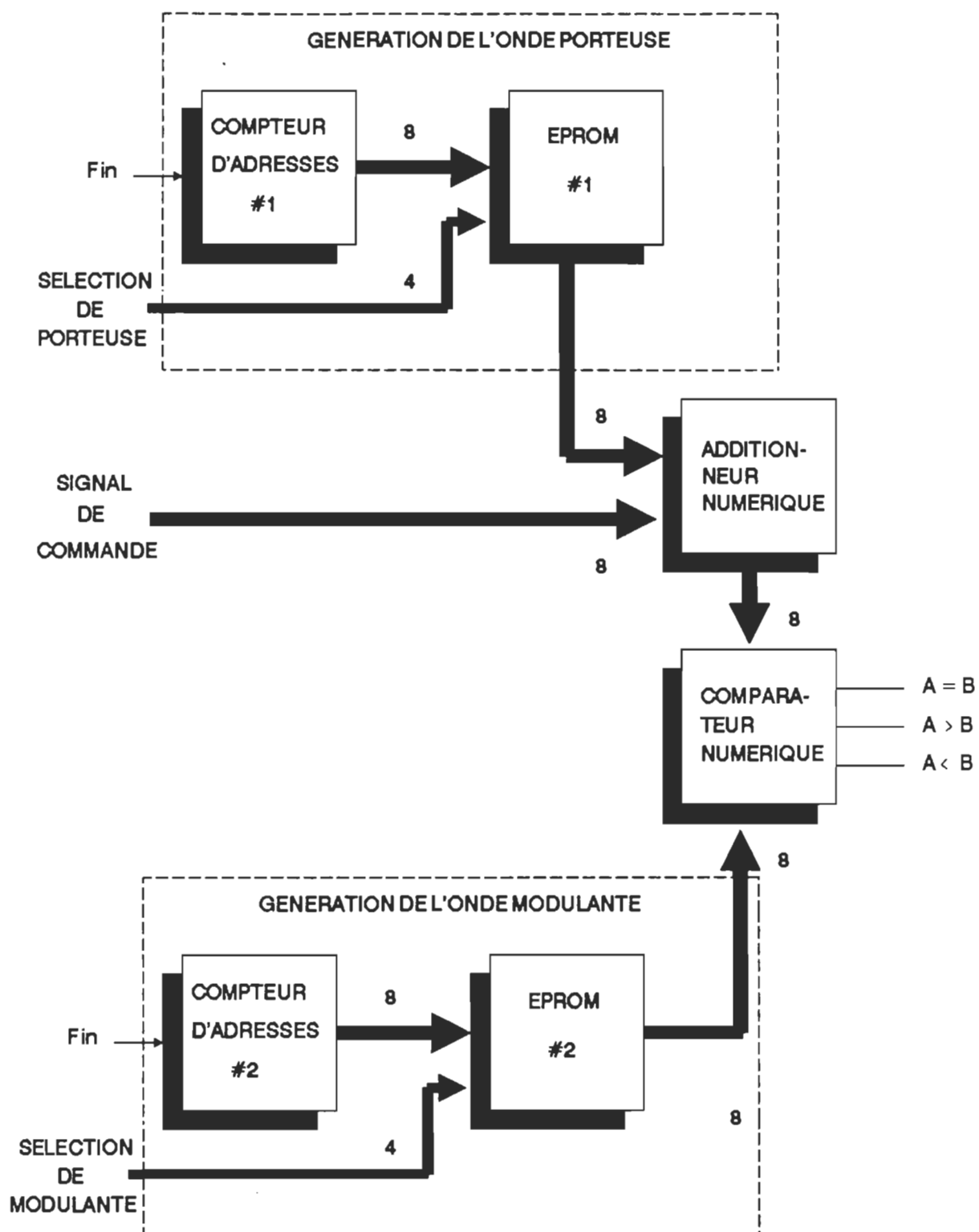


Figure 5.1. Diagramme bloc du modulateur numérique.

[5.1] La résolution en amplitude est:

$$V_{res}\% := V \cdot \left[\frac{1}{256} \right] \cdot 100$$

$$V_{res}\% := 0.39\%$$

La résolution en temps est:

$$T_{res}\% := T \cdot \left[\frac{1}{128} \right] \cdot 100$$

$$T_{res}\% := 0.787\%$$

Ceci signifie que si on voudrait reproduire l'onde de tension par l'intermédiaire d'un convertisseur numérique à analogique, on obtiendrait la forme d'onde de la figure 5.2. En comparant cette onde avec un signal analogique, la résolution de détection d'une variation serait de 0,39 % de l'amplitude de la porteuse et pourrait être détectée seulement après un délai de 0,79 % de la période de cette dernière.

Dans notre application, seule la porteuse doit évoluer à haute fréquence. Donc, la génération de l'onde modulante peut se faire avec une résolution plus petite, c'est-à-dire:

$$T_{res}\% := T \cdot \left[\frac{1}{512} \right] \cdot 100$$

$$T_{res}\% := 0.195\%$$

ceci signifie que deux cycles de l'onde modulante représentent un cycle du réseau d'alimentation.

En ce qui a trait aux additionneurs, ils servent à ajouter à la porteuse un niveau de décalage afin de faire déplacer le point de détection des comparateurs.

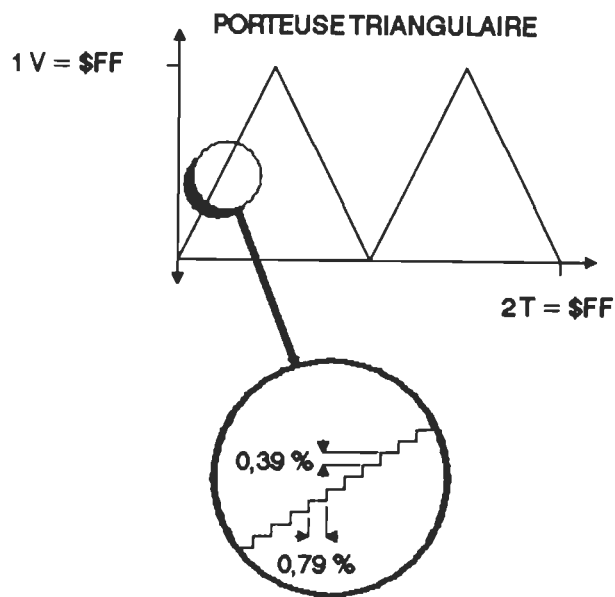
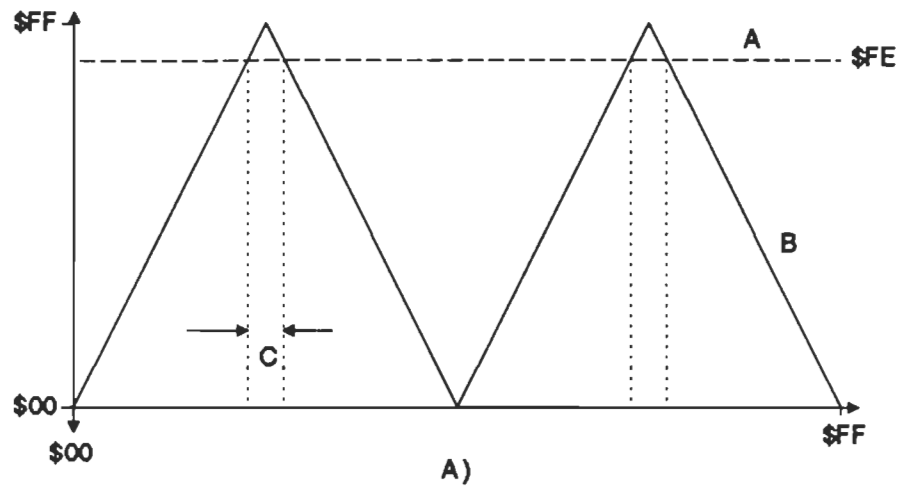


Figure 5.2. Formes d'ondes de la porteuse reproduite par un convertisseur N/A.

5.2.2 Le contrôle de la modulation

Pour contrôler le rapport cyclique à la sortie de comparateur, on utilise un mot de huit bits, provenant d'un microprocesseur ou d'un autre circuit numérique, qui vient s'additionner à la porteuse. La figure 5.3 montre le comportement du modulateur, pour une MELI avec porteuse triangulaire. On peut voir que contrairement à un modulateur analogique, c'est la porteuse qui se déplace au lieu de l'onde modulante. Ceci représente seulement un choix de fonctionnement mais donne exactement les mêmes résultats. En ce qui concerne la limitation de la porteuse à \$FF, elle est obligatoire car les comparateurs ainsi que les additionneurs fonctionnent sur une résolution de huit bits.



A - Onde modulante égale d'amplitude \$FE.

B - Onde porteuse d'amplitude \$FF à laquelle on additionne un mot de contrôle.

C - Signal binaire "A plus petit que B" à la sortie du comparateur.

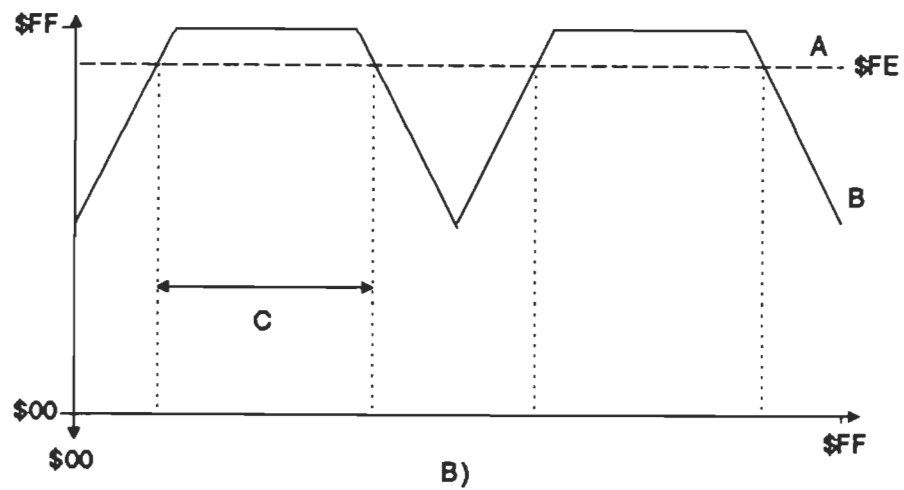


Figure 5.3 Comportement du modulateur en fonction d'un mot de contrôle.

A) Le mot est \$00 et B) le mot est \$80.

Il faut aussi noter que l'amplitude maximale de l'onde modulante est de \$FE afin de permettre au comparateur de détecter une amplitude de porteuse plus grande que l'amplitude de l'onde modulante.

L'indice de modulation "M" est défini par l'amplitude du mot de contrôle sur l'amplitude maximale de la porteuse, comme le montre l'équation 5.2.

$$[5.2] \quad M = \frac{\$(\text{mot de contrôle})}{\$FF}$$

Cet indice peut être compris entre 0 et 1 ce qui correspond à un rapport cyclique variant entre 0 et 100 % avec une résolution de 0,39 %. Si on considère que le modulateur commande un hacheur à quatre quadrants alimenté par une barre à 100 V continue, la tension de sortie évoluera entre -100 V et +100 V avec une résolution de 0,78 V.

5.2.3 Fréquences d'opération

Pour bien comprendre le choix des fréquences d'entrées au modulateur, prenons un exemple de calcul qui nous permettra d'obtenir une fréquence de découpage du hacheur de 3.84 kHz avec une onde modulante sinusoïdale à 60 Hz.

La fréquence d'entrée des compteurs d'adresses de la porteuse à 3.84 kHz est donnée par l'équation 5.3.

$$[5.3] \quad \begin{aligned} F_{in} &= F_{out} \times 128 \\ F_{in} &= 3.84 \text{ kHz} \times 128 = 491.5 \text{ kHz} \end{aligned}$$

La fréquence d'entrée des compteurs d'adresses de l'onde modulante est donnée par l'équation 5.4.

$$[5.4] \quad F_{in} = F_{out} \times 512$$

$$F_{in} = 60 \times 512 = 30.72 \text{ kHz}$$

Cette fréquence de l'onde modulante peut être constante car il faudra toujours être à la même fréquence que le réseau d'alimentation si l'on veut exercer une certaine amélioration du contenu harmonique. Par contre, si l'on veut varier la fréquence de la porteuse, il faudra prévoir un circuit qui permet d'obtenir une plage de fréquence de porteuse qui sont des multiples de la fondamentale. Ce circuit est présenté à la prochaine section.

5.3 La synchronisation du modulateur.

Comme montré au chapitre 3, la synchronisation entre le réseau et le modulateur contrôlant le hacheur, a un avantage marqué lors d'un fonctionnement à basse fréquence. Cette section montre la synchronisation par l'intermédiaire de circuits à verrouillage de phase et de circuits de détection de passage par zéro.

5.3.1 Circuits à verrouillage de phase

Les circuits à verrouillage de phase ("Phase Lock Loop") permettent de multiplier la fréquence fondamentale par un entier quelconque afin d'obtenir une fréquence pouvant servir comme porteuse. Le diagramme bloc de la figure 5.4 montre le principe utilisé pour produire les fréquences d'entrées des compteurs d'adresses de l'onde modulante et de l'onde porteuse. Si on regarde maintenant la figure 5.5, on retrouve le diagramme bloc d'un circuit à verrouillage de phase. Les compteurs d'adresses de l'onde porteuse reçoivent les fréquences dictées par un diviseur de fréquence permettant ainsi les valeurs du tableau 3.1.

On peut voir sur le diagramme bloc complet que trois étages de multiplication ont été utilisés. Ceci s'explique par le fait que le gain d'un étage de multiplication est défini par le rapport de la fréquence de sortie sur celle d'entrée. Plus le gain est élevé, moins la multiplication est stable. Il est donc préférable de réduire le gain d'un multiplieur et d'en placer plusieurs en cascade. Tout les circuits incluant le modulateur et le contrôleur de fréquence se trouvent en annexe 3.

Tableau 5.1

Tableau des sélections de fréquences possibles.

<u>Sélecteur de</u> <u>fréquence</u>			<u>Fréquence des</u> <u>compteurs d'adresses</u>	<u>Fréquence du hacheur</u>
<u>A</u>	<u>B</u>	<u>C</u>		
0	0	0	1,966 MHz	15,36 kHz
1	0	0	983,04 kHz	7,68 kHz
0	1	0	491,52 kHz	3,84 kHz
1	1	0	245,76 kHz	1,92 kHz
0	0	1	122,88 kHz	960 Hz
1	0	1	61,44 kHz	480 Hz
0	1	1	30,72 kHz	240 Hz

Avant de procéder à une multiplication de la fréquence fondamentale, il faut s'assurer que le signal de DPZ (détection de passage par zéro) est le plus stable possible.

5.3.2 Détection de passage par zéro

Afin de produire une DPZ des plus performantes, l'utilisation d'un

coupleur optique combiné avec un comparateur de tension ne peut être adopté à cause de la présence de bruit circulant sur la tension d'alimentation provoquant des faux passages par zéro.

L'utilisation de ce même circuit, avec un filtre intermédiaire pour réduire la sensibilité au bruit, entraîne une erreur de phase qui doit être compensée. Dans le cas d'une alimentation triphasée, cette erreur de phase peut être corrigée par un jeu de configuration étoile et triangle ou par une compensation logicielle dans le cas d'un contrôle par microprocesseur.

Comme les circuits à verrouillage de phase montrés à la section précédente sont excessivement sensibles et dépendent seulement, pour être performants, de la qualité du signal de passage par zéro, le circuit utilisé doit être très stable et très précis tout en ayant un rapport signal/bruit très élevé. Par conséquent, les circuits de base précédents s'appliquent difficilement.

Le circuit proposé ici offre une excellente immunité au bruit et n'introduit aucun délai de détection. De plus, son rapport signal/bruit est très élevé et dépend principalement d'un filtre passe bande très sélectif. La figure 5.6 montre le diagramme bloc du circuit proposé.

Le coeur de ce circuit est un filtre à commutation capacitive qui permet d'obtenir, dans un même boîtier, un filtre passe-bas et un filtre passe bande. Ce circuit permet d'obtenir une tension sinusoïdale identique au réseau d'alimentation mais dont le bruit a été atténué par le

facteur de qualité du filtre passe-bande. Le circuit complet se trouve à l'annexe 3.

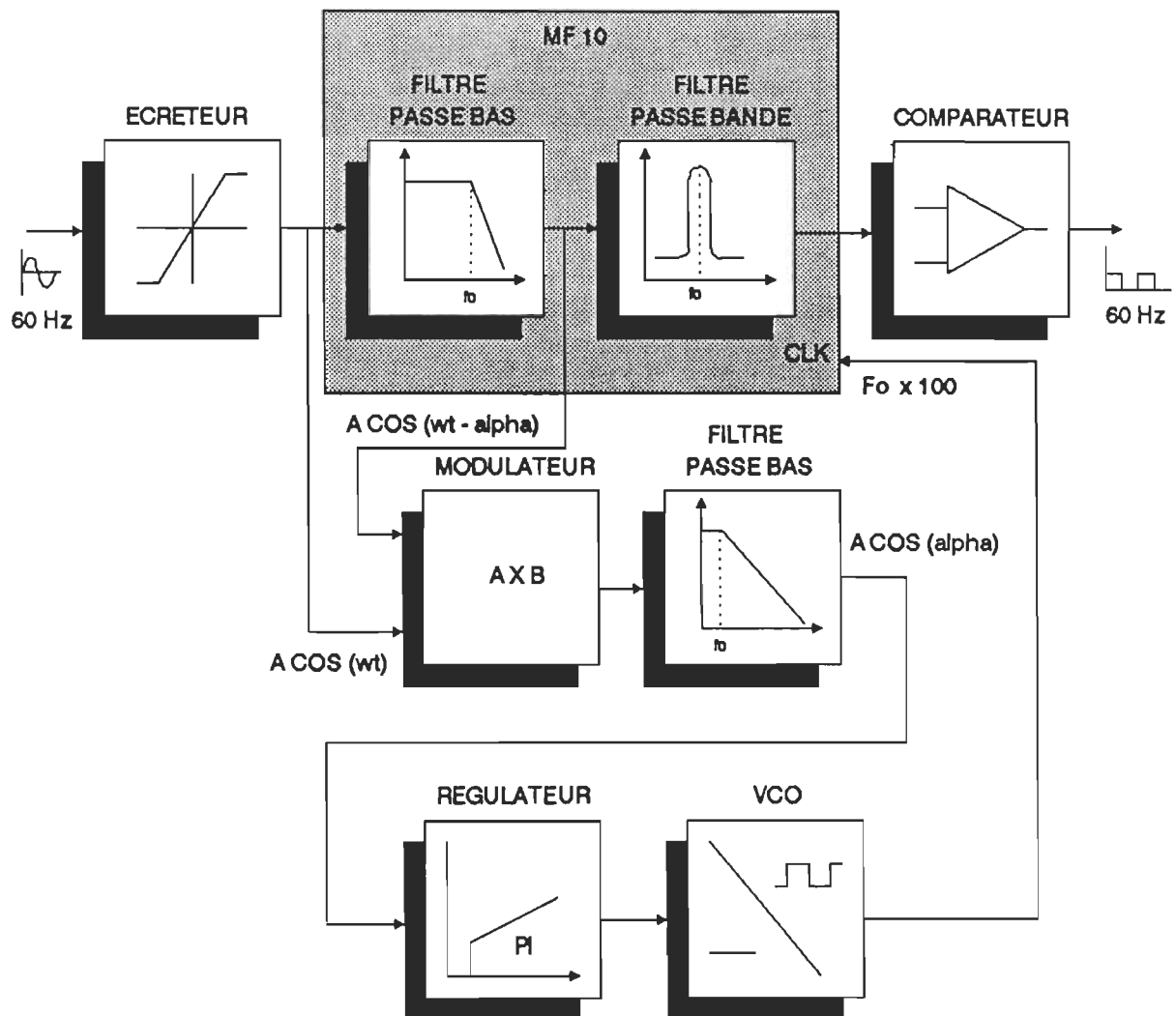


Figure 5.6 Diagramme bloc du circuit de détection de passage par zéro de la tension d'alimentation.

Afin d'obtenir un signal dénudé d'harmoniques, il faut s'assurer que la fréquence d'entrée au filtre à commutation soit exactement à 100 fois la fréquence d'entrée. Pour ce faire, on utilise un étage d'asservissement de fréquence qui est commandé par la phase entre le signal d'entrée et ce même signal filtré par un passe bas d'ordre deux. Comme ce dernier entraîne un déphasage de -90 degrés à la fréquence de coupure, on peut le moduler avec le signal original pour obtenir une tension continue fonction de l'erreur de phase entre ces deux derniers. L'équation 5.5 montre l'effet du modulateur sur l'erreur de phase.

$$\begin{aligned}
 [5.5] \quad & \text{Signal 1} = A \cos(\omega t) \\
 & \text{Signal 2} = A \cos(\omega t - \alpha) \\
 & \text{Sortie} = A \cos(\omega t) \times A \cos(\omega t - \alpha) \\
 & \text{Sortie} = A \cos(\alpha) + A \cos(2\omega t - \alpha)
 \end{aligned}$$

Si $\alpha = \pi/2$, alors la composante continue est nulle et seule la composante à deux fois la fréquence fondamentale apparaîtra à l'entrée de l'étage de régulation. Comme cet étage possède un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 1 Hz, la composante alternative en question sera presque complètement atténuée. Donc, le régulateur PI (proportionnel et intégrale) recevra une tension continue qui représente directement le signal d'erreur de phase. Par la suite, la sortie du régulateur est envoyée à un VCO (oscillateur contrôlé par une tension) qui générera la fréquence correspondant à une erreur de phase nulle soit 6 kHz. La figure 5.7 montre le comportement du circuit de DPZ en fonctionnement normale.

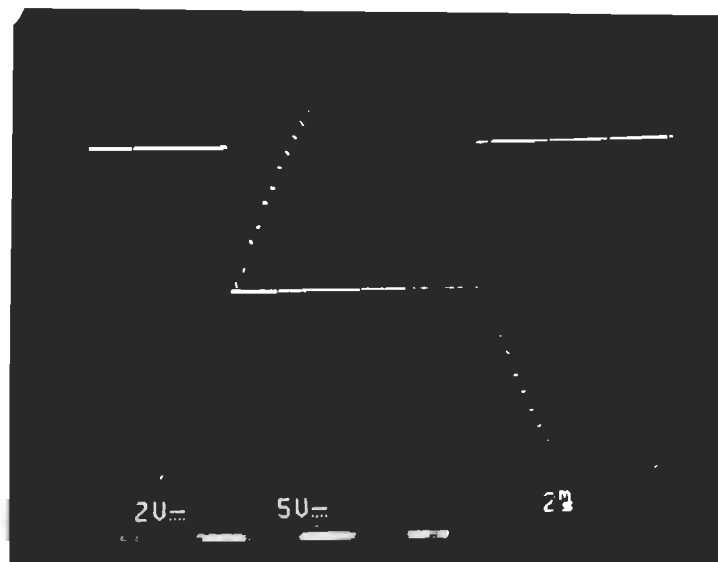


Figure 5.7. Comportement du circuit de détection de passage par zéro pour un fonctionnement du hacheur à 3,84. Tension $V_{ab} = 2 \text{ V/div}$ et tension $V_{DPZ} = 2 \text{ V/div}$.

On remarque que la composante à 3,84 kHz superposée à la tension du réseau n'affecte pas le passage par zéro, ce qui permet d'obtenir une très bonne synchronisation du hacheur par rapport au réseau.

Regardons maintenant l'utilité de ces circuits de détection de passage par zéro pour la commande du redresseur d'entrée.

5.4 Circuits de commande du redresseur d'entrée.

Deux circuits de commande de redresseur d'entrée ont été développés pour correspondre aux exigences des montages monophasé et triphasé.

5.4.1 Redresseur monophasé

En ce qui a trait au redresseur monophasé, il faut générer une commande de 180 degrés, moins un délai de commutation. Pour ce faire, on utilise le signal de détection de passage par zéro, auquel on ajoute une avance de phase d'environ 0,25 degré, avec un circuit de diminution de durée d'une impulsion. De cette façon, on arrive à produire un délai à chacune des extrémités de la commande d'un TBCD. La figure 5.8 montre comment cette fonction est réalisée. Le circuit complet se trouve en annexe 2. La figure 5.9 représente les formes d'ondes qui génèrent le signal de permission de conduction d'un TBCD.

Pour le redresseur monophasé, le délai de commutation peut être réduit au minimum car, le danger de court-circuit est très faible dû à une valeur de tension du réseau d'alimentation nulle au point de commutation.

5.4.2 Redresseur triphasé

Pour la commande du redresseur triphasé, le circuit devient beaucoup plus complexe et demande trois circuits de DPZ correspondant aux trois tensions lignes d'alimentation. De plus, comme ces dernières, au point de commutation des TBCD ne sont pas nulles, les délais sont beaucoup plus critiques. Pour obtenir la commande des six TBCD, on utilise une combinaison des passages par zéro, avec avance de phase, combiné à un circuit de rétrécissement d'impulsions comme le montre la figure 5.10. Les formes d'ondes nécessaires à la fabrication d'un signal de commande sont montrées à la figure 5.11

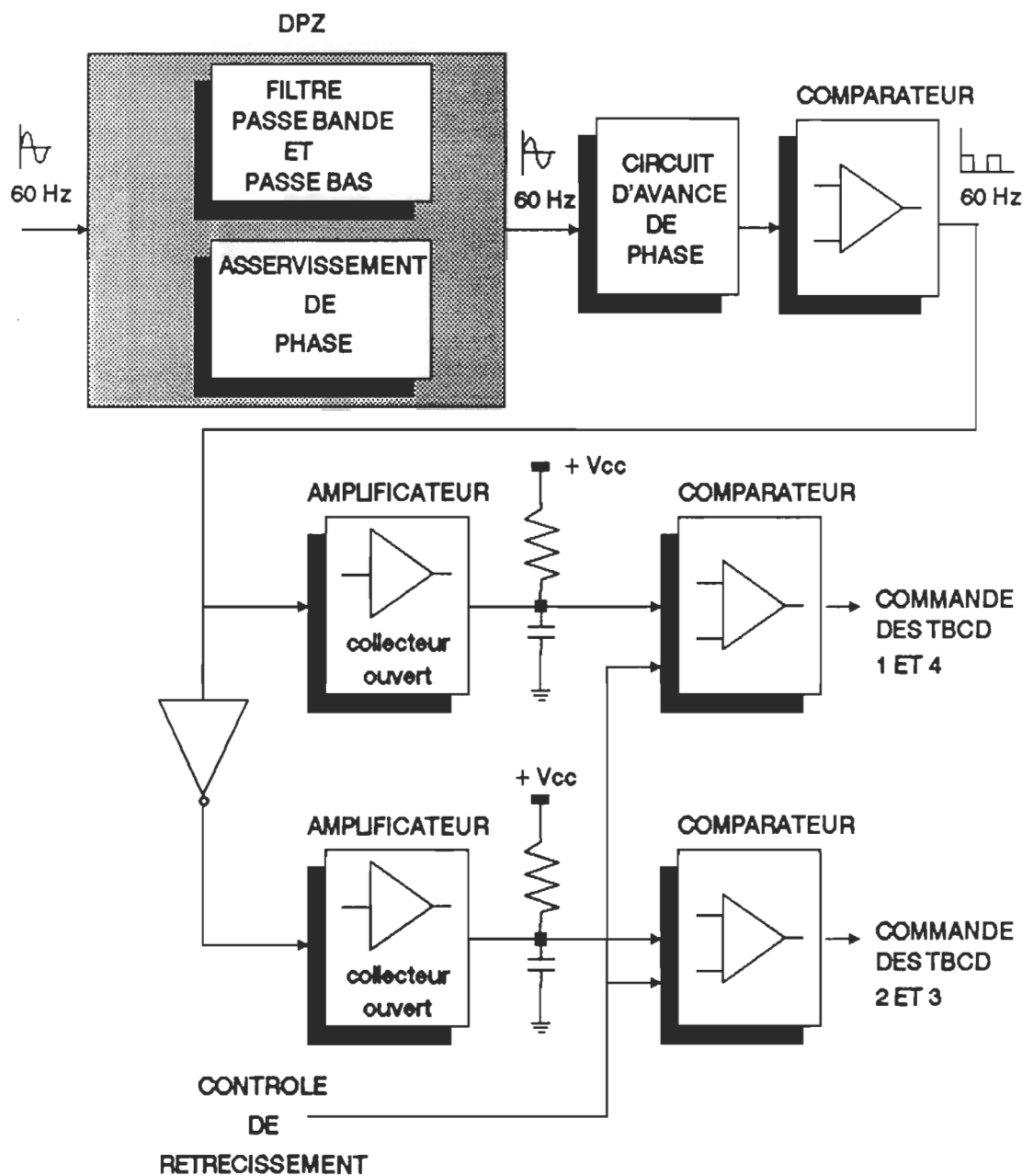


Figure 5.8. Diagramme bloc d'un circuit de commande des TBCD pour le redresseur monophasé bi-directionnel en courant.

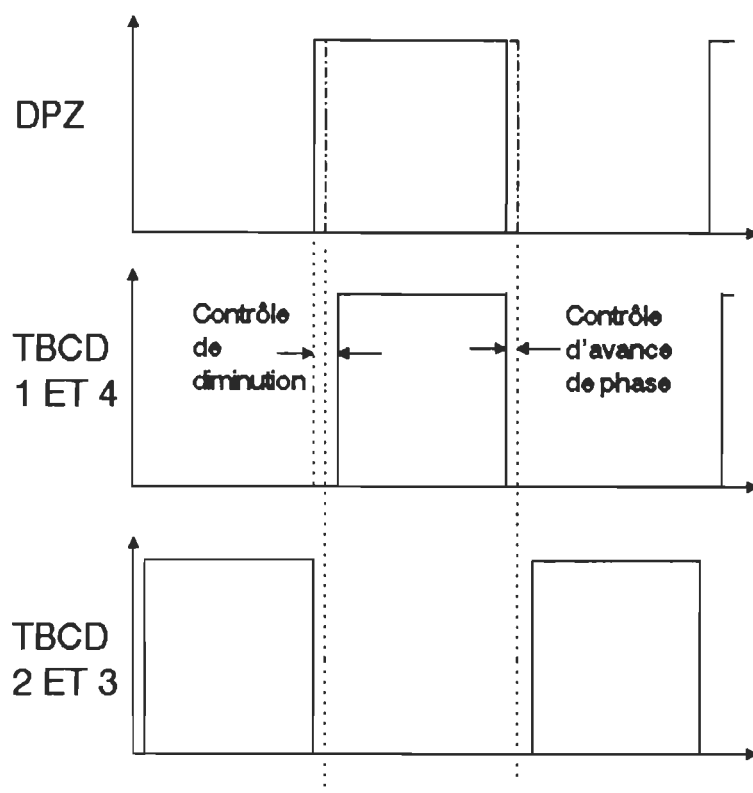


Figure 5.9. Formes d'ondes utilisées pour la production de la commande des TBCD.

Il est à noter que les délais de commutation doivent être les plus faibles possibles si on veut minimiser les sollicitations du circuit tampon entre le hacheur et le redresseur. Ceci s'explique simplement par le fait que lors d'une commutation, l'énergie emmagasinée dans l'inductance du moteur, ne pouvant pas être retournée au réseau, doit être absorbée par le circuit tampon jusqu'à la prochaine mise en conduction d'un TBCD.

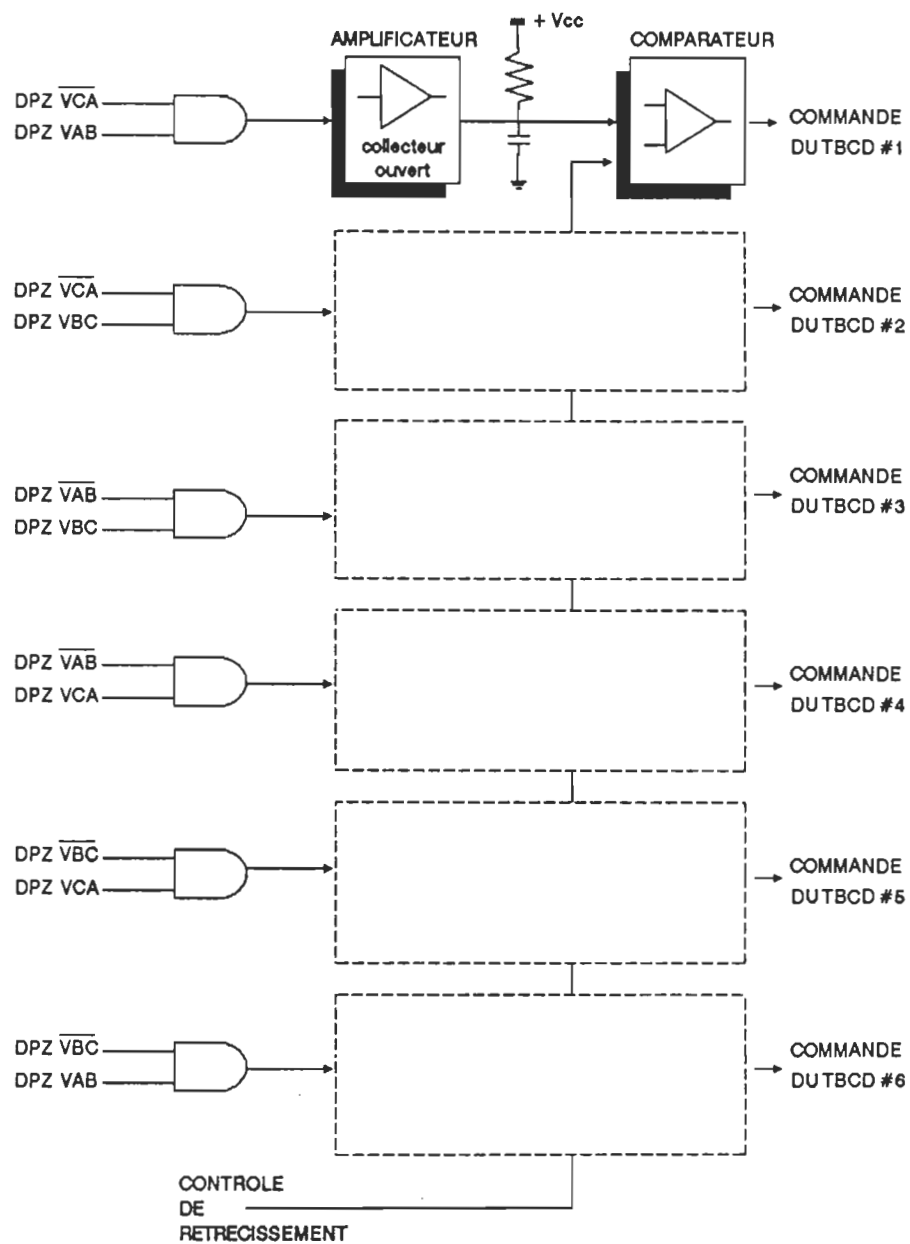


Figure 5.10. Circuits de commande des TBCD d'un redresseur triphasé bi-directionnel en courant.

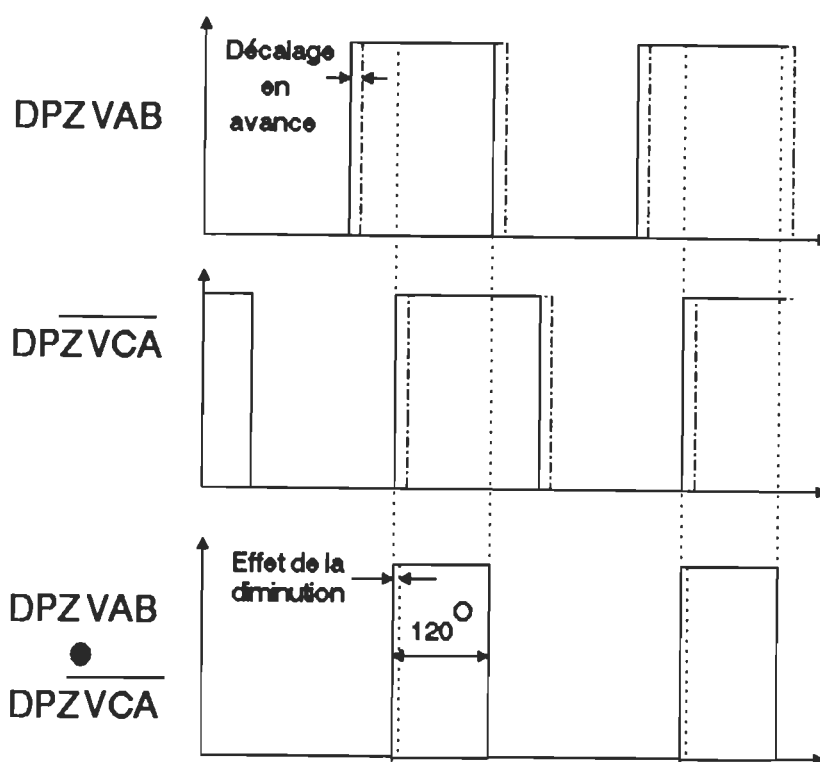


Figure 5.11. Obtention d'un signal de commande pour le TBCD #3.

5.5 Conclusion

Cette section a présenté tout les circuits utilisés pour réaliser la commande de chacune des sections du convertisseur proposé. On peut alors prendre un peu de recul pour voir que le comportement de chacun des circuits de commande dépend principalement du circuit de détection de passage par zéro. Pour cette raison, un intérêt particulier a été porté sur le développement de ce circuit.

Il faut noter que la section du modulateur est sous la tutelle d'un microprocesseur dont il n'est pas nécessaire de donner les spécifications. On peut simplement dire qu'il s'agit d'un MC 68000 de Motorola

utilisé dans un environnement VME. L'utilisation faite du microprocesseur sera discutée plus en détail lors de la conception d'un régulateur de courant au chapitre 6.

CHAPITRE 6

SIMULATIONS ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

6.1 Introduction

Ce chapitre présente les simulations ainsi que les résultats expérimentaux du convertisseur proposé alimenté en monophasé ou en triphasé. Les désavantages de l'utilisation d'un redresseur monophasé sont discutés pour faire ressortir l'utilisation d'un redresseur triphasé dans le convertisseur proposé.

Les modèles utilisés pour la simulation sont montrés ainsi que les méthodes de simulation incluant les algorithmes de résolution.

L'implantation d'un régulateur de courant numérique est présentée ainsi que les réponses obtenues.

Pour terminer, les comportements du facteur de puissance ainsi que du contenu harmonique sont montrés pour différents points d'opération.

6.2 Convertisseur proposé avec redresseur monophasé.

Pour réussir à simuler le comportement du convertisseur proposé, il faut d'abord définir le modèle mathématique du moteur afin d'obtenir les équations d'état qui régissent son fonctionnement.

6.2.1 Modèle utilisé et équations d'état

Le modèle du moteur utilisé doit être défini pour toute la plage de fonctionnement du hacheur. Pour ce faire, il faut réaliser une réponse en

fréquence de la machine et établir une corrélation avec le modèle proposé à la figure 6.1 [12].

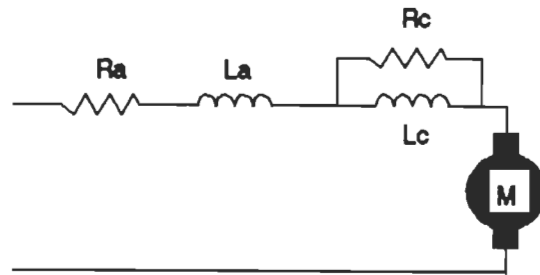


Figure 6.1. Modèle équivalent de la machine à courant continu.

Les essais réalisés sur ce moteur à l'aide du montage de la figure 6.2 ont donné les résultats du tableau 6.1 et les réponses en fréquence du courant versus tension d'alimentation de la figure 6.3.

TABLEAU 6.1

FREQUENCE (Hz)	TENSION (V crête)	COURANT (I crête)	IMPEDANCE (Ohms)	PHASE (degrés)
30	6	3	2	42,5
60	10	3	3,33	62,9
120	20	3	6.67	72,7
240	35	2,6	13,46	82,2
480	35	1,3	26,92	82,2
600	35	1,1	31,82	84,4
960	35	0,7	50	85

FREQUENCE (Hz)	TENSION (V crête)	COURANT (I crête)	IMPEDANCE (Ohms)	PHASE (degrés)
1200	35	0,55	63,64	83,8
1800	35	0,4	87,4	81,7
2400	35	0,3	116,7	82,3
3840	35	0,19	184,2	80,1
4800	35	0,15	233,3	78
6000	35	0,125	280	74,2
8000	35	0,1	350	74,7

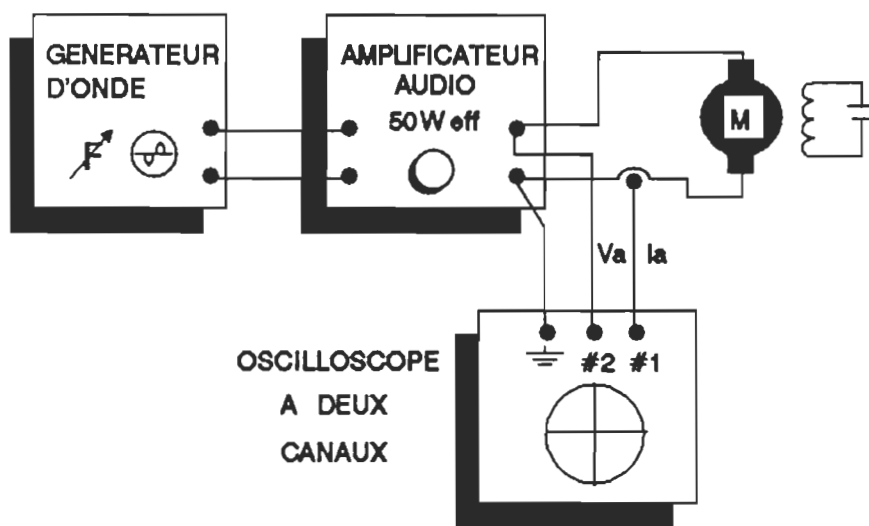


Figure 6.2. Montage utilisé pour obtenir la réponse en fréquence.

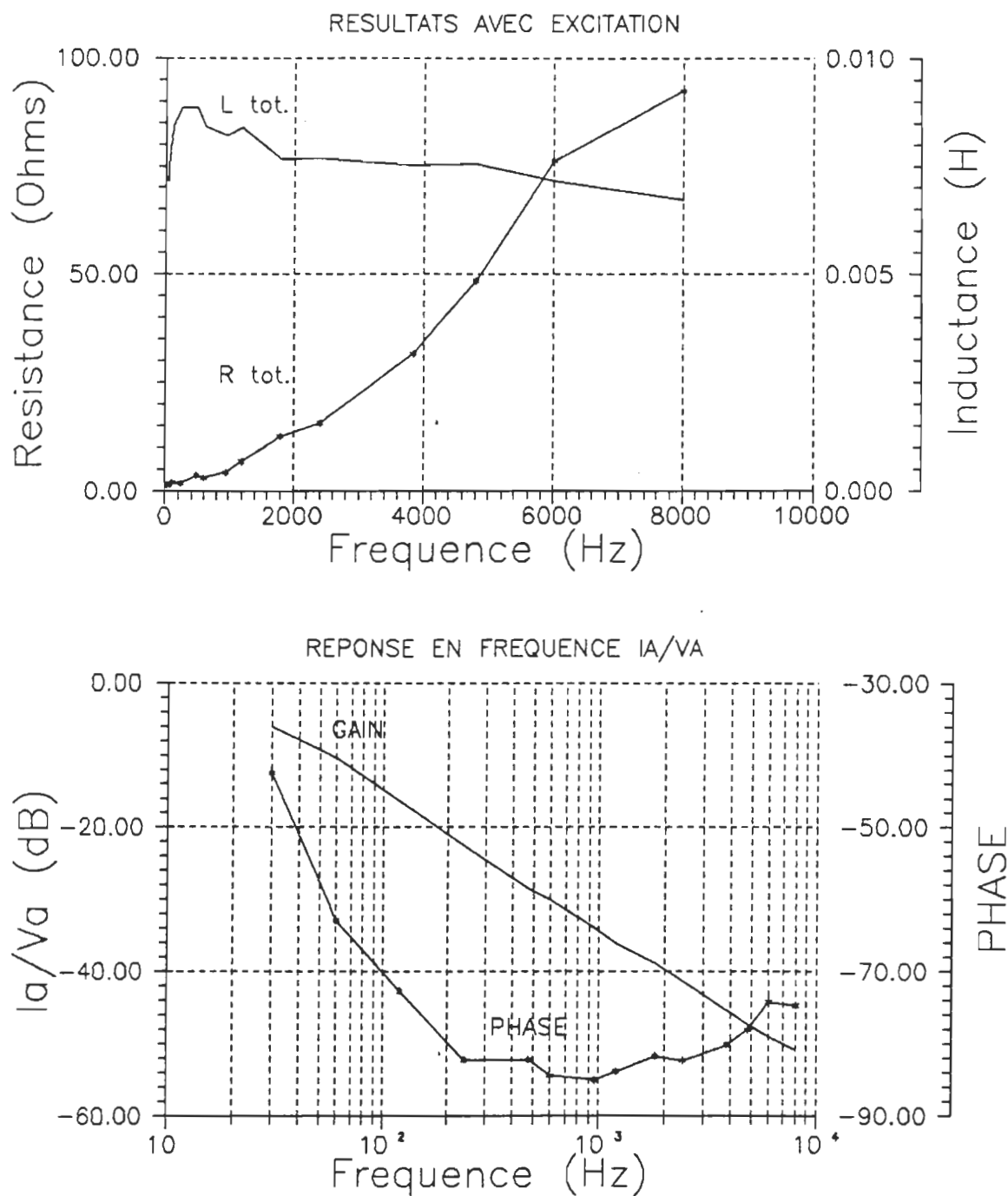


Figure 6.3. Réponse en fréquence du moteur utilisé et variation des paramètres en fonction de la fréquence.

Avec ces courbes, on peut trouver les valeurs du modèle équivalent de la figure 6.1.

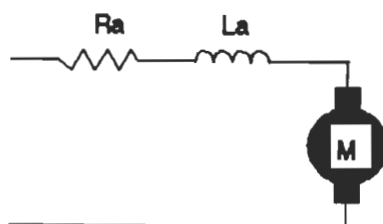
$$R_a = 1,319 \text{ Ohm}$$

$$L_a = 6.5 \text{ mH}$$

$$R_c = 100 \text{ Ohms}$$

$$L_c = 1.5 \text{ mH}$$

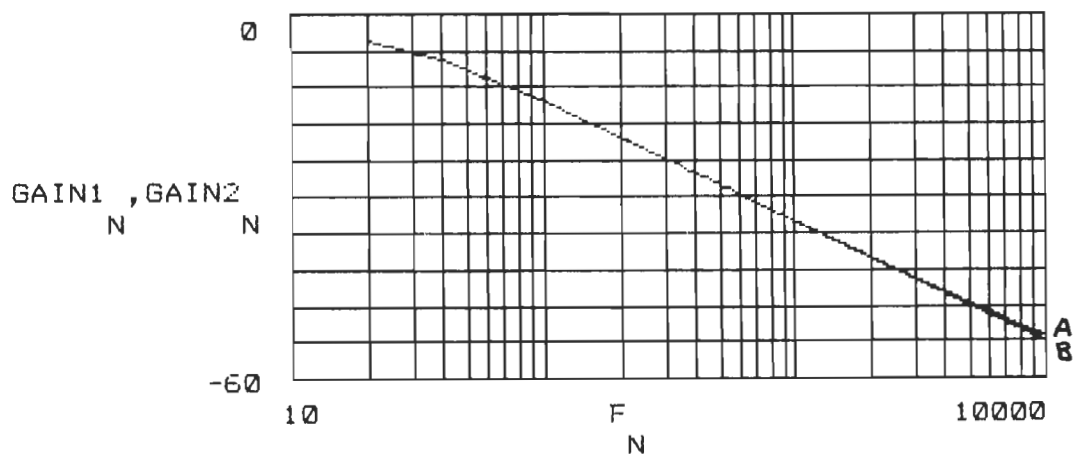
Comme ce modèle fait augmenter significativement la complexité des équations d'état qui régissent le fonctionnement du moteur, on utilisera un modèle simplifié montré à la figure 6.4 qui donne les réponses en fréquence de la figure 6.5.



$$R_a = 1,319 \text{ Ohms}$$

$$L_a = 8 \text{ mH}$$

Figure 6.4. Modèle simplifié du moteur utilisé pour la simulation.



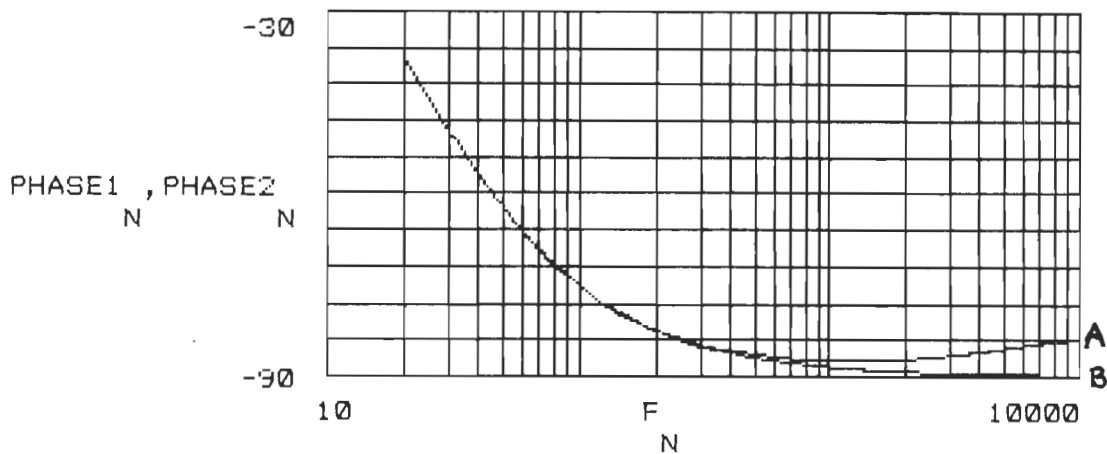


Figure 6.5. Comparaison des réponses fréquentielles pour A) modèle complet et B) modèle simplifié.

On peut voir que la réponse fréquentielle de la figure 6.3 correspond très bien avec la courbe A) de la figure 6.5 et que le modèle approximatif, montré sur la courbe B), donne une très bonne approximation du moteur. On utilisera donc pour la simulation, le modèle simplifié de la figure 6.4.

Les équations différentielles qui régissent le fonctionnement du moteur sont données en 6.1.

[6.1]

équation électrique:

$$V_a := R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{d}{dt} I_a + K_\phi \cdot \omega$$

équation mécanique:

$$K_\phi \cdot I_a := J \cdot \frac{d}{dt} \omega + F \cdot \omega + T$$

Si on ramène ces équations sous la forme canonique, on obtient les

nouvelles équations de 6.2.

[6.2]

équation électrique:

$$\frac{d}{dt} I_a := \left[\frac{V_a}{L_a} \right] - \left[\frac{R_a}{L_a} \right] \cdot I_a - \left[\frac{K\Phi}{L_a} \right] \cdot w$$

équation mécanique:

$$\frac{d}{dt} w := \left[\frac{K\Phi}{J} \right] \cdot I_a - \left[\frac{F}{J} \right] \cdot w - \frac{T}{J}$$

En ce qui a trait au modèle du convertisseur, on considère un fonctionnement idéal. Ceci signifie que:

- 1) les interrupteurs sont idéaux,
- 2) que les circuits d'aide à la commutation n'ont aucun effet,
- 3) que le temps de commutation d'un bras d'interrupteurs à l'autre est négligeable,
- 4) que le délai statique du hacheur n'est pas considéré.

Pour l'évaluation des paramètres mécaniques de la machine, la méthode habituelle [13] est utilisée et nous donne les résultats suivants:

$$J \text{ (inertie)} = 0,011 \text{ kg.m}^2$$

$$F \text{ (friction)} = 0,0037 \text{ N.m.sec}$$

En utilisant ensuite la courbe de saturation de la machine au courant d'excitation et à la vitesse nominale, on trouve la valeur de $K\Phi$ qui est de:

$$K\Phi = 0,436$$

En ce qui a trait à la source d'alimentation, on ne tiendra pas compte du filtre d'entrée afin de montrer l'allure réelle du courant de ligne. On considèrera donc une source de tension idéale parfaitement sinusoïdale et avec une impédance interne nulle. Le circuit complet utilisé pour la simulation se trouve à la figure 6.6.

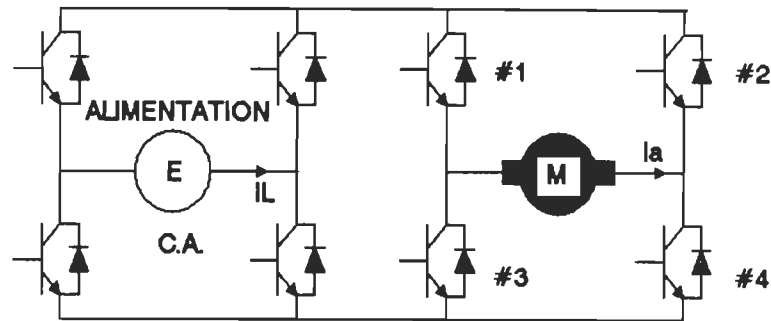


Figure 6.6. Circuit équivalent simulé par ordinateur.

6.2.2 Résolution des équations

Pour simuler le convertisseur, il faut d'abord définir les conditions initiales de fonctionnement correspondant à un état d'équilibre du moteur. Si on pose que la vitesse ainsi que le courant du moteur sont constants, les équations obtenues sont données en 6.3.

[6.3]

équation électrique

$$V_a = (R_a \times I_a) + (K\Phi \times \omega)$$

équation mécanique

$$(K\Phi \times I_a) = (F \times \omega) + T$$

En imposant un rapport cyclique "d" au hacheur ainsi qu'un couple "T" au moteur, on peut calculer la tension moyenne appliquée au moteur et par conséquent, trouver la vitesse ainsi le courant moyen en régime permanent. Cette approximation reste valable seulement si la tension à l'entrée du redresseur est presque parfaitement sinusoïdale, ce qui est le cas pour un filtre d'entrée bien choisi. En posant un rapport cyclique "d" de 80 %, un couple de charge "T" nulle et une tension d'alimentation de 120 V_{eff}, on peut alors calculer le point d'opération par les équations 6.4. [6.4]

$$V_a := \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin(\omega t) \, d\omega t \cdot (80\% - 20\%)$$

$$V_a := 64.823 \quad V$$

$$V_a := R_a \cdot I_a + K\phi \cdot \omega$$

$$64.823 := 1.319 \cdot I_a + .436 \cdot \omega$$

$$K\phi \cdot I_a := F \cdot \omega + T$$

$$0.436 \cdot I_a := .0037 \cdot \omega + 0$$

$$\omega := 117.8 \cdot I_a$$

$$64.823 := 52.7 \cdot I_a$$

$$I_a := 1.23 \quad A \quad \text{et} \quad \omega := 144.8 \quad \text{Rad/sec}$$

Connaissant maintenant la condition initiale de vitesse, on peut trouver plus rapidement le régime permanent pour la simulation.

6.2.2.1 Méthodes de résolution

Pour résoudre les équations différentielles qui régissent le fonctionnement du moteur, on utilise les méthodes les plus communes soit: 1) la solution par matrice d'état avec une évolution temporelle très courte nécessitant plusieurs calculs matriciels, 2) l'intégration numérique par "Runge Kutta" quatrième ordre qui demande aussi un pas de calcul très court, et 3) l'utilisation des fonctions de commutation pour travailler dans le domaine des fréquences. Il faut noter qu'il est impossible d'obtenir une solution analytique dans le temps à cause de la présence d'une source non linéaire d'où, l'utilisation des méthodes de résolution précédentes. Comme les solutions par matrice d'état et par fonction de commutation demandent énormément de calcul, nous avons opté pour l'intégration numérique par l'algorithme de "Runge Kutta" quatrième ordre.

La principale difficulté dans l'implantation de l'algorithme est de régir le fonctionnement du hacheur. Pour ce faire, on a simplement contrôlé la tension envoyée au moteur en connaissant les instants de commutation, déterminés par le rapport cyclique de la commande en "H" du hacheur. Par conséquent, la tension V_a appliquée au moteur peut être soit $+E$ ou bien $-E$ sachant que E est défini par:

$$E = \text{abs} (V_m \times \sin(\omega t))$$

Par la suite, en utilisant l'équation 6.2, on peut obtenir directement l'évolution de I_a en fonction de V_a pour un certain pas de calcul " dt ".

En ce qui a trait au courant de ligne " I_L ", on le détermine simplement par l'image de " I_a " en fonction du mode de conduction de redresseur d'entrée et de la commande du hacheur. Par exemple, si le temps de

simulation se trouve entre 0 et π et que les interrupteurs 1 et 4 sont fermés, le courant "IL" est égal au courant "Ia". Par contre, si les interrupteurs 2 et 3 sont fermés, "IL" devient l'inverse de "Ia". Le raisonnement inverse s'applique pour un temps de simulation compris entre π et 2π .

6.2.2.2 Algorithme de résolution

L'algorithme d'intégration numérique est donné par 6.5.

[6.5]

$$X(n) = 1/6 \times (K1 + 2K2 + 2K3 + K4)$$

$$K1 = h \times f(X(n-1))$$

$$K2 = h \times f(X(n-1) + K1/2)$$

$$K3 = h \times f(X(n-1) + K2/2)$$

$$K4 = h \times f(X(n-1) + K3)$$

h: Pas de calcul

Dans notre cas, les deux variables à déterminer sont le courant "Ia" et la vitesse "w" et sont obtenues par les équations 6.2 en fonction de "Va" et de "T".

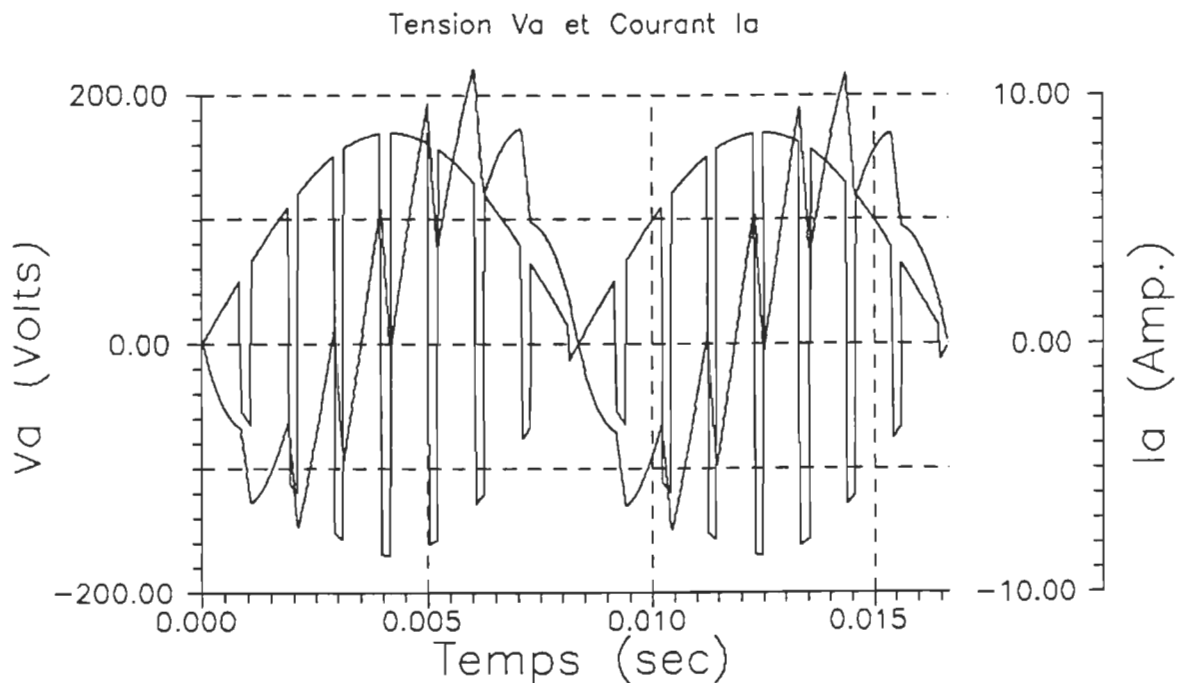
Pour déterminer le pas de calcul, on a utilisé une règle empirique qui demande un pas de calcul 100 fois plus petit que la période du hacheur de courant. Ce choix de dimensionnement a surtout été dicté par des essais de simulation à tension constante sur un hacheur à quatre quadrants.

Comme la fréquence du hacheur est de l'ordre de 3.84 kHz, nous avons choisi un pas de calcul de 2.6 usec qui représente 6400 étapes de calcul

pour une période de 60 Hz. De cette façon, on est certain que l'intégration numérique ne divergera pas. Le programme utilisé pour les simulations se trouve en annexe 4 et porte le nom de "MONO". Il a été écrit en "Turbo Basic" et ensuite compilé en mémoire afin d'obtenir un temps de calcul d'environ 10 minutes par période du réseau d'alimentation. L'affichage des résultats est ensuite fait à l'aide d'un programme de graphique "Grapher" qui traite le fichier de points créés par le logiciel de simulation. Les résultats obtenus sont présentés à la prochaine section.

6.2.3 Résultats du convertisseur monophasé

Les figures 6.7 et 6.8 montrent les résultats obtenus par simulation et la figure 6.9 montre les résultats mesurés en pratique pour le convertisseur proposé avec un redresseur monophasé.



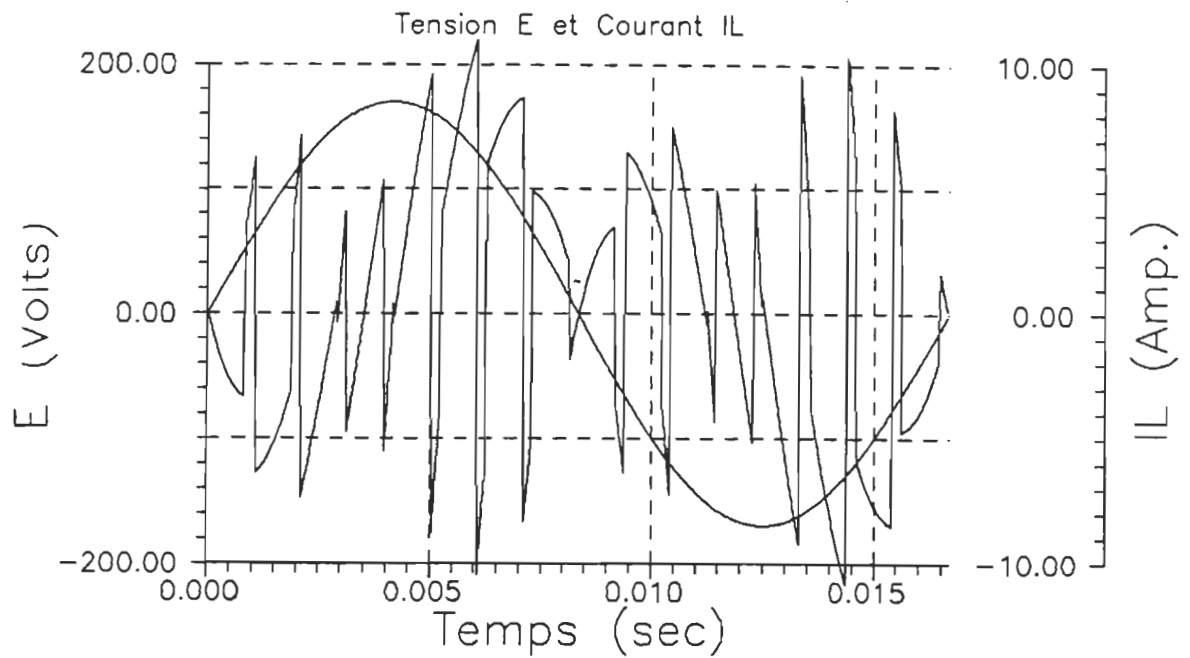
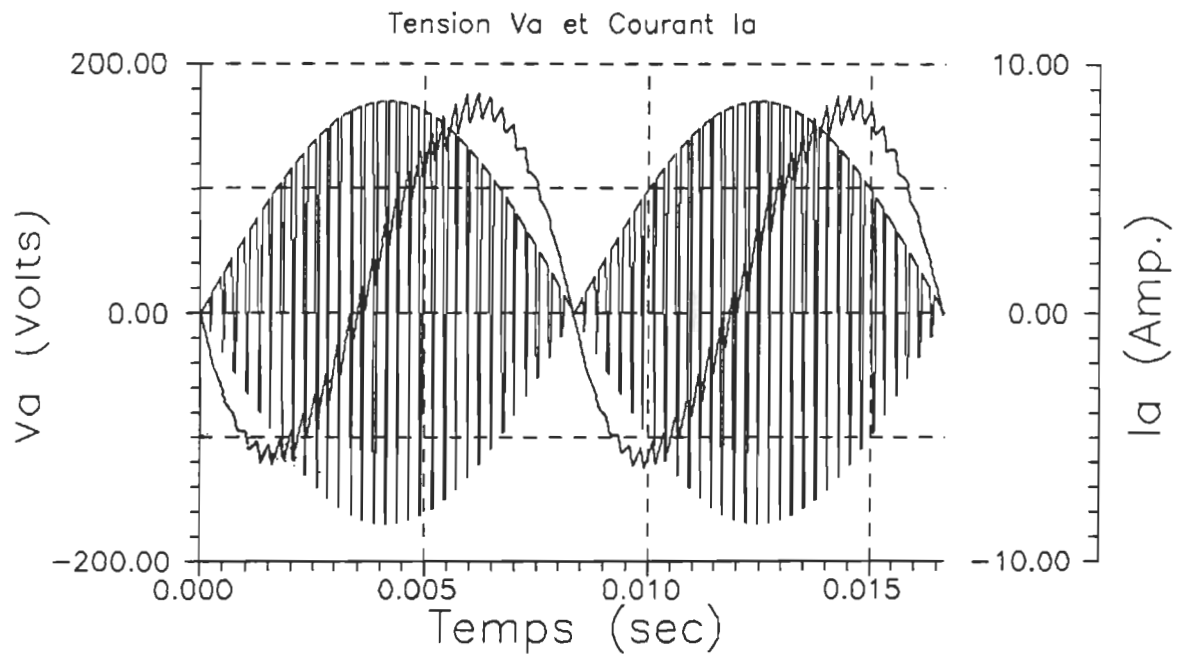


Figure 6.7. Résultats simulés des formes d'onde de courant "Ia" et "IL" pour les tensions "Va" et "E" pour une fréquence de fonctionnement du hacheur de 960 Hz.



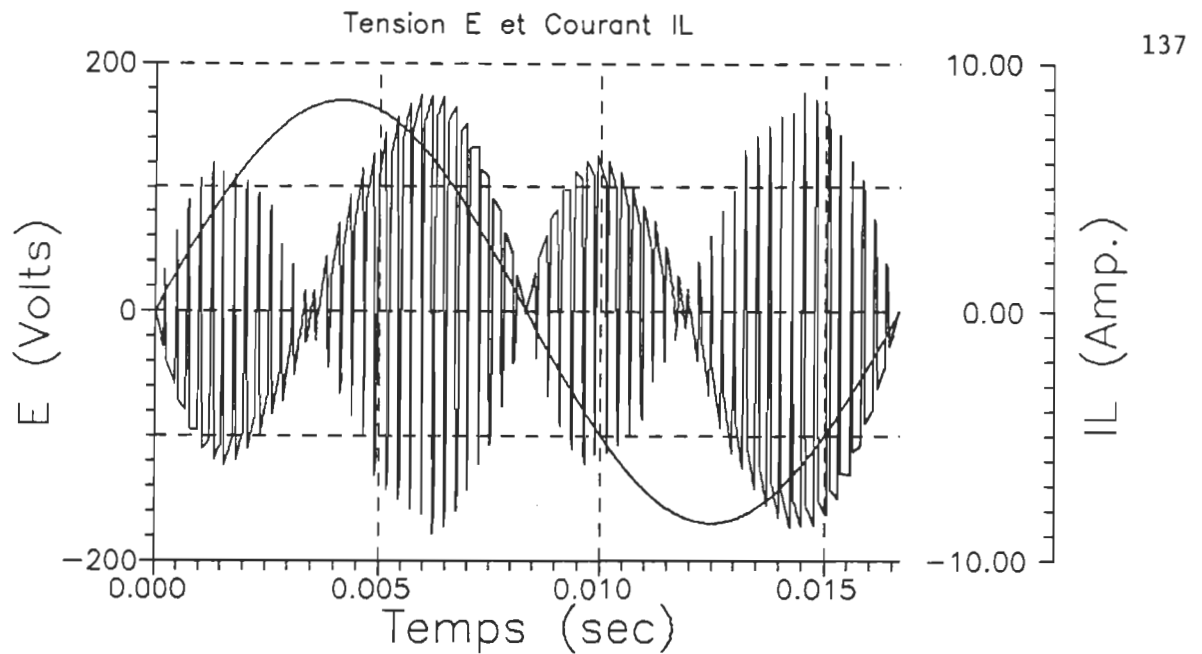


Figure 6.8. Résultats simulés des formes d'onde de courant "Ia" et "IL" pour les tensions "Va" et "E" pour une fréquence de fonctionnement du hacheur de 3.84 kHz.

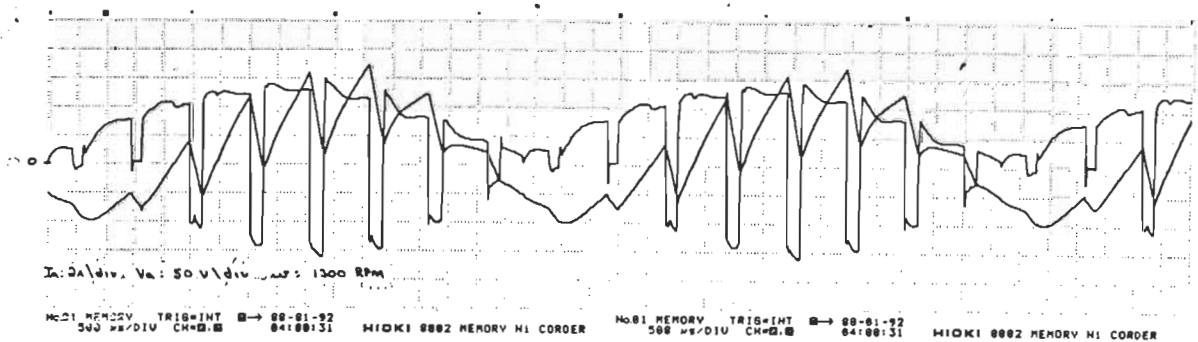


Figure 6.9. Tension "Va" et courant "Ia" mesurés en pratique pour une fréquence de fonctionnement de 960 Hz.

On peut voir que les formes d'onde des figures 6.7 et 6.9 sont légèrement différentes. Ceci est dû principalement à la présence d'un

filtre d'entrée dont la fréquence de coupure est voisine de celle de fonctionnement du hacheur. Par conséquent, la forme d'onde d'entrée au redresseur n'est pas parfaitement sinusoïdale.

Comme le comportement de ce hacheur a été amplement discuté dans une publication auquel je j'ai travaillé [1], je n'entrerai pas en détail dans les caractéristiques de fonctionnement. Seule une caractéristique est importante à souligner, et rend ce type de convertisseur beaucoup moins attrayant, c'est l'inversion possible du courant moteur lors d'un passage par zéro de la tension d'alimentation.

6.2.4 Désavantages du convertisseur monophasé

Comme la force contre-électromotrice du moteur peut être plus grande que la tension d'alimentation et que le convertisseur a un redresseur bi-directionnel en courant, il est possible que le moteur tombe en freinage durant le temps où la tension du réseau redressé est plus faible que la valeur de la tension induite aux bornes de la machine. Ce fonctionnement entraîne des couples oscillatoires très élevés et néfastes pour une application requérant un couple constant. Pour atténuer légèrement ces problèmes, plusieurs stratégies peuvent être envisagées comme le contrôle du redresseur d'entrée au passage par zéro du courant moteur ou la commande avec période de roue libre du hacheur. Mais, peu importe le mode de fonctionnement utilisé, une consommation de puissance réactive importante reste toujours présente dû au faible facteur de puissance d'un redresseur monophasé. De plus, la composante de courant moteur à 120 Hz reste toujours présente et les risques de conduction discontinue, dans le cas d'un redresseur dont la bi-directionnalité est contrôlée, deviennent

très importants.

Donc, l'utilisation du convertisseur proposé avec redresseur monophasé permet le freinage en récupération d'énergie mais ne représente aucun autre avantage, au point de vue performance, par rapport au convertisseur de base avec filtre intermédiaire utilisant un redresseur monophasé. De plus, une détérioration importante des performances du côté moteur est observée dû à la présence d'un très important taux d'ondulation de courant.

6.3 Convertisseur proposé avec redresseur triphasé

Cette section présente les simulations et résultats expérimentaux obtenus sur le convertisseur proposé avec redresseur triphasé. On retrouve les modèles utilisés ainsi que les méthodes de résolution utilisées.

6.3.1 Modèles utilisés

En ce qui a trait au modèle du moteur, celui trouvé à la section précédente, dans sa version simplifiée, est utilisé.

Pour simuler le convertisseur, on a utilisé le même principe de simulation que dans le cas monophasé mais avec un contrôle différent des commutations du redresseur d'entrée. Afin de gérer les commutations du convertisseur de tête, l'utilisation des temps de commutation d'un pont de diode conventionnel a été pris en considération et nous donne les conditions de fonctionnement suivantes:

- 1) pour t compris entre 0 et 0,002778 seconde

$$I_{1a} = 0$$

$$I_{1b} = -I_{\text{barre}}$$

$$ILc = I_{\text{barre}}$$

$$E_{\text{barre}} = -E_{bc}$$

2) pour t compris entre 0,002778 et 0,005556 seconde

$$ILa = I_{\text{barre}}$$

$$ILb = -I_{\text{barre}}$$

$$ILc = 0$$

$$E_{\text{barre}} = E_{ab}$$

3) pour t compris entre 0,005556 et 0,008333 seconde

$$ILa = I_{\text{barre}}$$

$$ILb = 0$$

$$ILc = -I_{\text{barre}}$$

$$E_{\text{barre}} = -E_{ca}$$

4) pour t compris entre 0,008333 et 0,01111 seconde

$$ILa = 0$$

$$ILb = I_{\text{barre}}$$

$$ILc = -I_{\text{barre}}$$

$$E_{\text{barre}} = E_{bc}$$

5) pour t compris entre 0,01111 et 0,013889 seconde

$$ILa = -I_{\text{barre}}$$

$$ILb = I_{\text{barre}}$$

$$ILc = 0$$

$$E_{\text{barre}} = -E_{ca}$$

6) pour t compris entre 0,013889 et 0,016667 seconde

$$ILa = -I_{\text{barre}}$$

$$ILb = 0$$

$$I_{Lc} = I_{\text{barre}}$$

$$E_{\text{barre}} = E_{ca}$$

Les termes E_{ac} , E_{bc} , E_{ca} représentent les trois tensions lignes et le terme E_{barre} représente la tension redressée à l'entrée du hacheur à quatre quadrants. En ce qui a trait au courant de barre entre le redresseur et le hacheur, il est l'image du courant I_a (moteur) mais avec une polarité dictée par le choix des interrupteurs du hacheur. Ce fonctionnement a déjà été expliqué pour le convertisseur avec redresseur monophasé.

Il est à noter que l'étage tampon n'a pas été pris en considération dans la simulation car, sa présence n'est qu'une protection pour le bon fonctionnement du convertisseur. De plus, dans les simulations, les commutations des TBCD sont considérées idéales et par conséquent, la présence d'un étage tampon n'est pas nécessaire.

6.3.2 Méthode de résolution des équations

La simulation du convertisseur a été réalisée avec le même algorithme que pour le cas monophasé c'est-à-dire, en réalisant l'intégration numérique par "Runge Kutta" d'ordre 4. Le calcul des conditions initiales de simulation a été fait de la même façon que pour le convertisseur monophasé avec l'exception que la valeur moyenne de la tension d'entrée est maintenant obtenue par 6.6.

$$[6.6] \quad V_{\text{moy}} = 1.35 \times V_{\text{ligne}} \times (2d - 1)$$

où "d" représente le rapport cyclique.

Ces simulations nous permettent d'obtenir simultanément les courants de lignes non filtrés pour des tensions d'alimentation parfaitement sinusoïdaux ainsi que le courant moteur, la vitesse et la tension aux bornes de l'induit de la machine.

Si on désire obtenir l'allure du courant de ligne filtré, on doit se prêter à un artifice mathématique assez complexe. Il faut d'abord obtenir le spectre du courant ligne non filtré, appliquer l'équation du filtre de ligne trouvée au chapitre 4, ce qui aura pour effet d'atténuer les composantes haute fréquence du courant, et reconstruire la forme d'onde de courant d'après le spectre résultant. Pour ce faire, la méthode des 24 points étendus à 2500 points, pour plus de précision, a été utilisée. Cette méthode, qui était très utilisée avant la venue des ordinateurs, représente une façon très simple de calculer le spectre d'un signal. Elle consiste à prendre une série de valeurs, équidistantes dans le temps, du signal à analyser et de faire le calcul suivant:

$$\begin{aligned} \text{Comme} \quad y_1 &= Y_{1m} \sin(wt + \phi_1) \\ &= Y_{1m} \cos(\phi_1) \sin(wt) + Y_{1m} \sin(\phi_1) \cos(wt) \\ &= A_1 \sin(wt) + B_1 \cos(wt) \end{aligned}$$

$$\text{ou} \quad A_1 = Y_{1m} \cos(\phi_1)$$

$$\text{et} \quad B_1 = Y_{1m} \sin(\phi_1)$$

et par conséquent, on obtient

$$\phi_1 = \text{atan}(B_1/A_1)$$

$$Y_{1m} = \sqrt{(A_1^2 + B_1^2)}$$

Ceci représente directement la série trigonométrique de Fourier, soit:

$$y = A_1 \sin(wt) + B_1 \cos(wt) + \dots A_n \sin(nwt) + B_n \cos(nwt)$$

On peut trouver la valeur de chacun des termes A_n et B_n simplement par les équations 6.7.

[6.7]

$$A_n := \left[\frac{2}{n_{\text{point}}} \right] \cdot \sum_{n_{\text{point}}} \text{signal}(n_{\text{point}} \cdot \delta t) \cdot \sin(n \cdot w \cdot (n_{\text{point}} \cdot \delta t))$$

$$B_n := \left[\frac{2}{n_{\text{point}}} \right] \cdot \sum_{n_{\text{point}}} \text{signal}(n_{\text{point}} \cdot \delta t) \cdot \cos(n \cdot w \cdot (n_{\text{point}} \cdot \delta t))$$

$$\delta t := \frac{T}{n_{\text{point}}}$$

Il faut noter que le terme "npoint" représente le nombre de pas de calcul de la simulation.

Par contre, comme l'on sait que notre signal possède une symétrie par rapport à l'axe du temps, c'est-à-dire que la partie positive est identique à la partie négative, le spectre n'a que des composantes impaires, on peut donc calculer le spectre seulement sur un demi cycle du signal de courant, ce qui réduit significativement le temps de calcul. L'équation 6.8 sera donc utilisée pour le calcul du spectre.

[6.8]

$$A(2n + 1) := \left[\frac{2}{\frac{n_{\text{point}}}{2}} \right] \cdot \sum_{\frac{n_{\text{point}}}{2}} \text{signal} \left[\left[\frac{n_{\text{point}}}{2} \right] \cdot \delta t \right] \cdot \sin \left[n \cdot w \cdot \left[\left[\frac{n_{\text{point}}}{2} \right] \cdot \delta t \right] \right]$$

$$B(2n + 1) := \left[\frac{2}{\frac{n_{\text{point}}}{2}} \right] \cdot \sum_{\frac{n_{\text{point}}}{2}} \text{signal} \left[\left[\frac{n_{\text{point}}}{2} \right] \cdot \delta t \right] \cdot \cos \left[n \cdot w \cdot \left[\left[\frac{n_{\text{point}}}{2} \right] \cdot \delta t \right] \right]$$

Connaissant maintenant le spectre, on peut le filtrer avec l'équation

4.17 et obtenir le spectre du courant ligne filtré.

Pour reconstituer la forme d'onde du courant filtré, il faut simplement appliquer la transformée inverse de Fourier soit, dans notre cas, l'équation 6.9.

[6.9]

$$IL = Y_{l_m} \sin(\omega t + \phi_l) + \dots Y_{n_m} \sin(n\omega t + \phi_n)$$

Les programmes utilisés pour la simulation du convertisseur se trouvent en annexe 4.

6.3.3 Résultats obtenus

Cette section présente les résultats obtenus par simulation en comparaison avec les résultats mesurés en pratique pour les mêmes conditions de fonctionnement.

Les figures 6.10 à 6.17 montrent le comportement du convertisseur pour un fonctionnement en moteur à vide et avec un rapport cyclique de 80%. Les figures 6.18 à 6.23 montrent un comportement similaire mais à plus fort courant. Les figures 6.24 à 6.31 montrent les comportements obtenus en mode de récupération d'énergie.

Les formes d'onde sont comparées pour faire ressortir la validité des simulations faites sur ordinateur. De plus, d'autres résultats de type plus généraux se trouvent à la section 6.5.

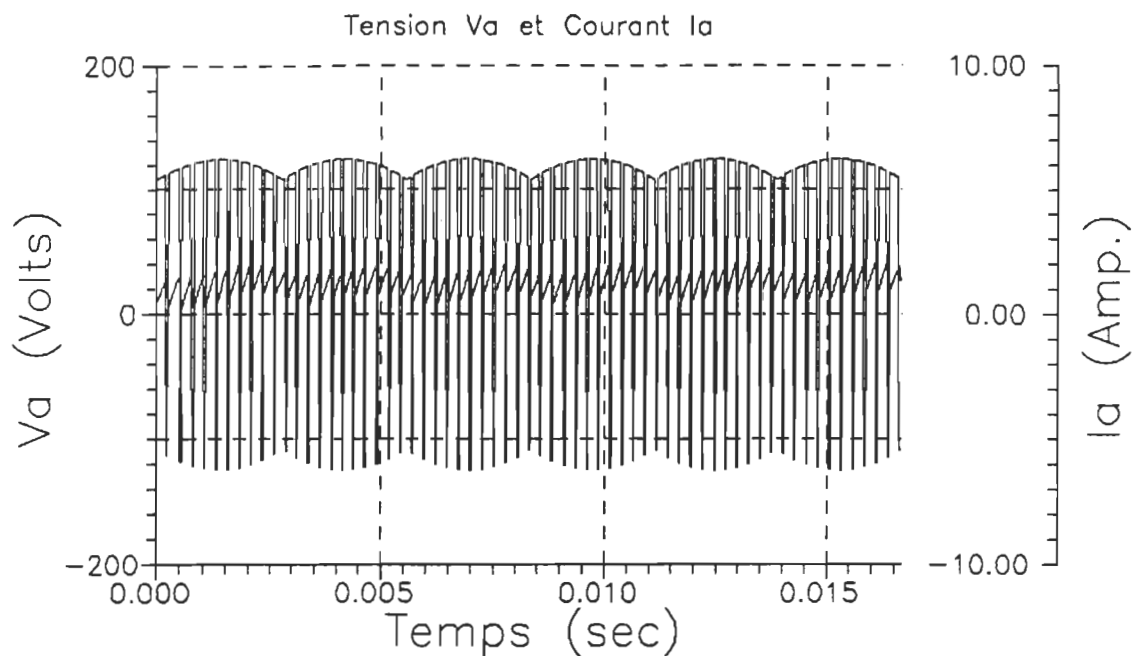


Figure 6.10. Formes d'onde de tension V_a aux bornes de l'induit et de courant I_a circulant dans ce dernier, obtenues par simulation pour " d " = 80%, $\omega = 159.39$ rad/sec, $I_{\text{moy}} = 1.35$ A et $T = 0$.

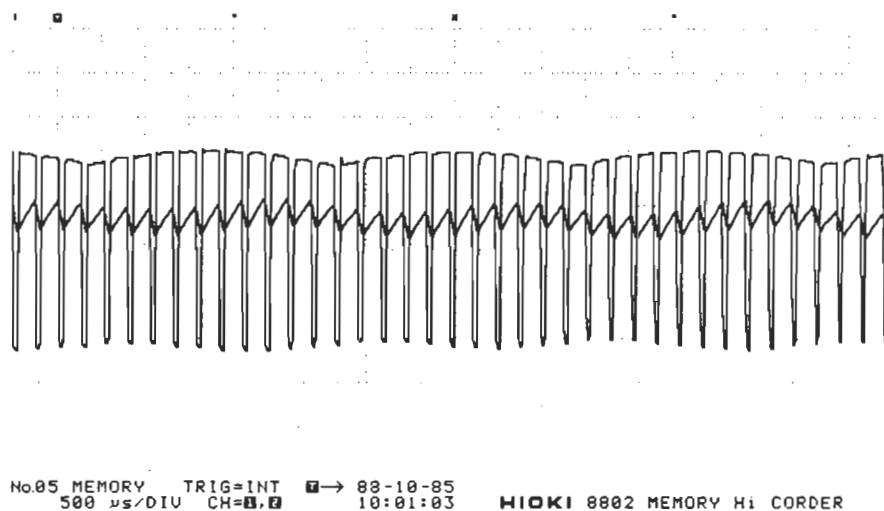


Figure 6.11. Formes d'onde de tension V_a et de courant I_a mesurées en pratique pour: $d = 80\%$, $T = 0$ et ω mesurées de 152 rad/sec.

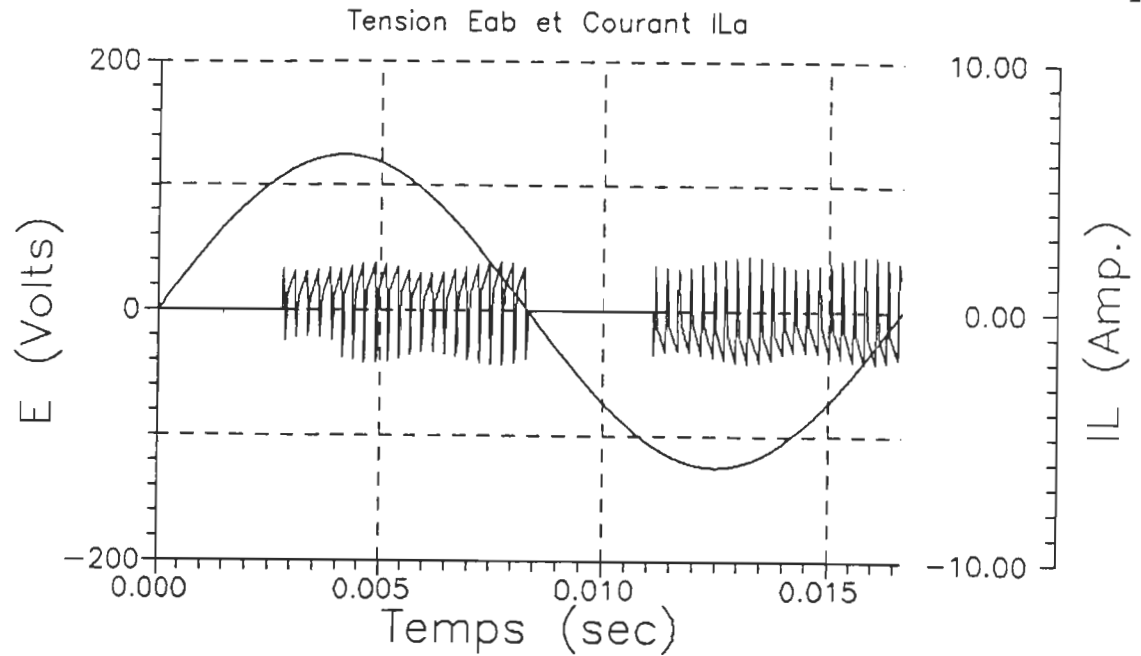


Figure 6.12. Formes d'onde de tension Eab et courant ILa simulées pour les mêmes conditions qu'en 6.10.

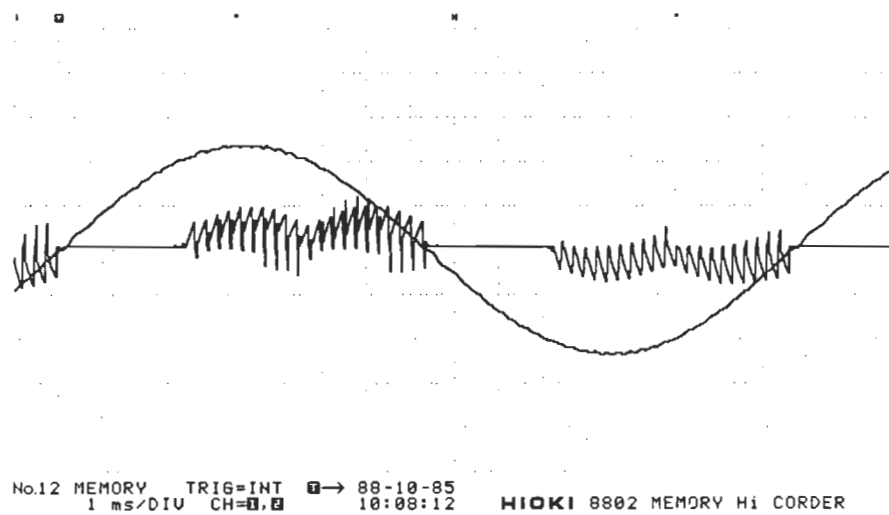


Figure 6.13. Formes d'onde de tension Eab et de courant ILa mesurées en pratique pour les mêmes conditions qu'à la figure 6.11.

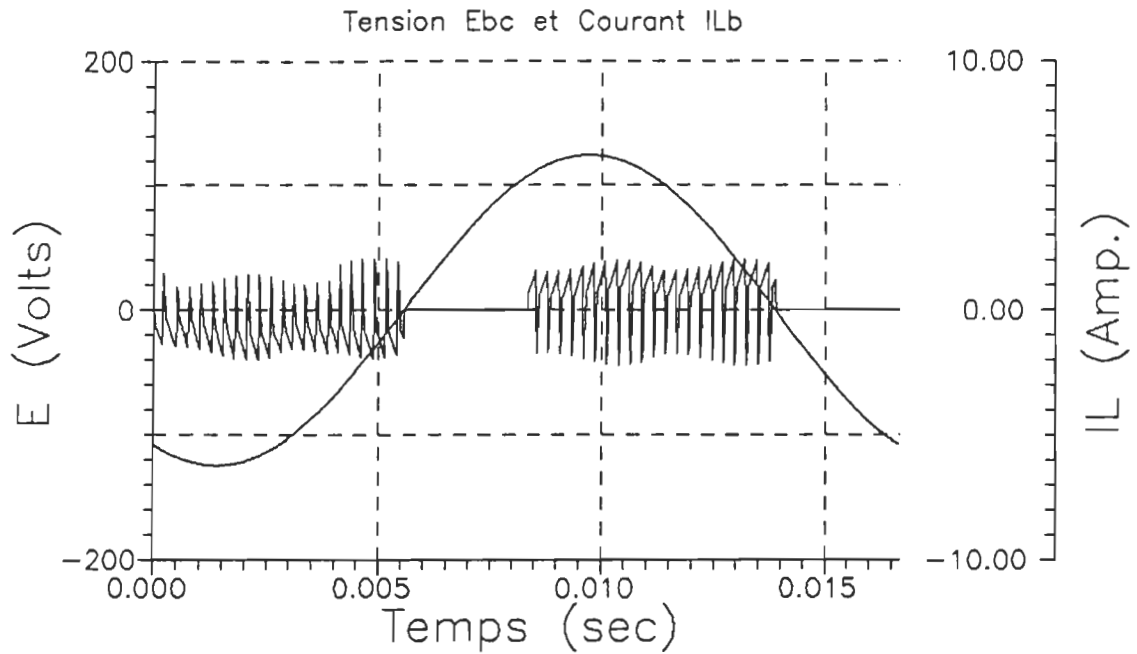


Figure 6.14. Tension Ebc et courant ILb simulés pour les mêmes conditions que la figure 6.10.

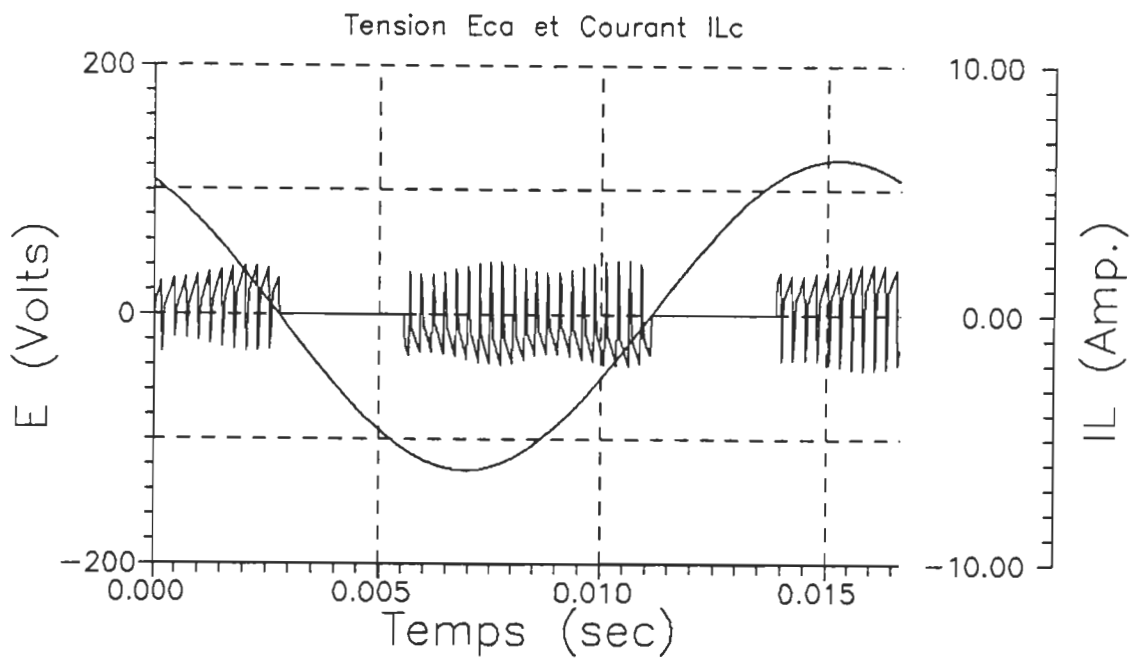


Figure 6.15. Tension Eca et courant ILc simulés pour les mêmes conditions que 6.10.

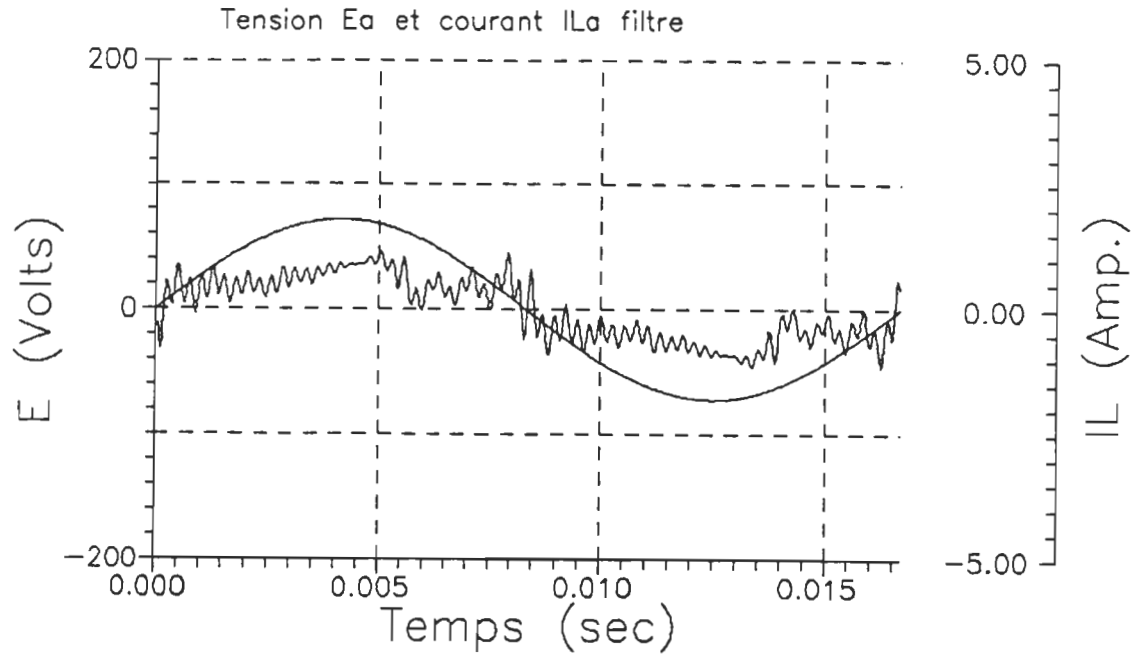


Figure 6.16. Tension phase E_a et courant IL_a filtré obtenus par simulation pour les mêmes conditions qu'en 6.10.

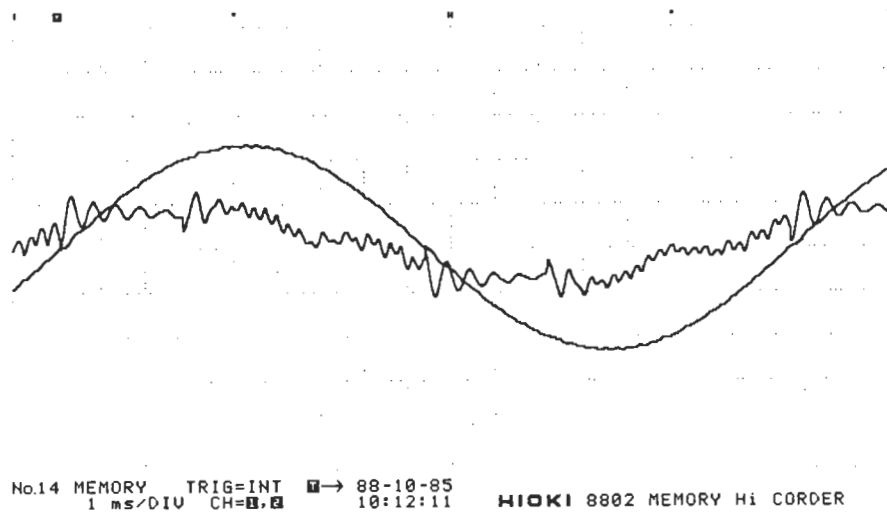


Figure 6.17. Tension phase E_a et courant IL_a avant le filtre de ligne pour les mêmes conditions qu'en 6.11.

On peut voir qu'il y a une très bonne corrélation entre les formes d'onde mesurées en pratique et celles obtenues par simulation. Seul un faible écart dans la vitesse en régime permanent est obtenu et peut facilement s'expliquer par la précision de mesure des paramètres mécaniques de la machine. On remarque aussi une différence entre les figures 6.16 et 6.17 qui est due principalement à la présence de l'étage tampon qui n'est pas entré en considération dans les simulations. On peut même facilement voir son effet sur la figure 6.13 en constatant que le courant de ligne ne s'inverse pas aussi facilement que le courant obtenu par la simulation de la figure 6.12. De plus, la reconstitution spectrale de la figure 6.16, est faite à partir seulement des 200 premières harmoniques du signal de courant simulé, pour cause de temps de calcul, ce qui entraîne automatiquement une erreur dans l'allure de la forme d'onde.

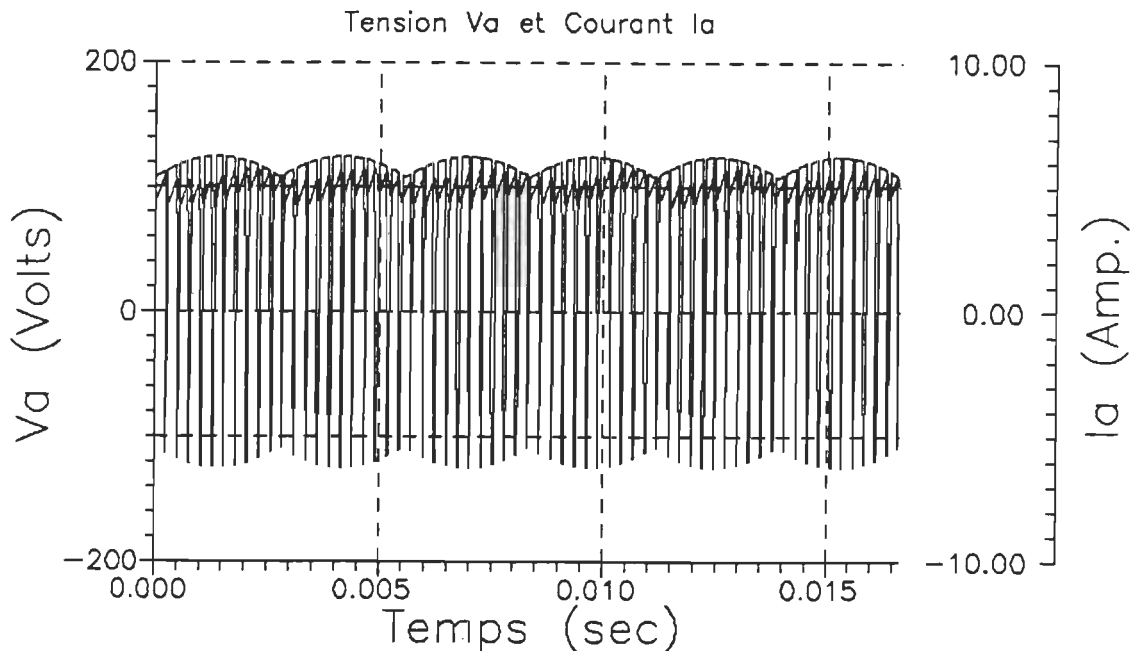


Figure 6.18. Tension V_a et courant I_a simulés pour les conditions suivantes: $d = 80\%$, $T = 1,63 \text{ Nm}$, $I_{a_{\text{moy}}} = 5 \text{ A}$ et $\omega = 148.4 \text{ rad/sec}$.

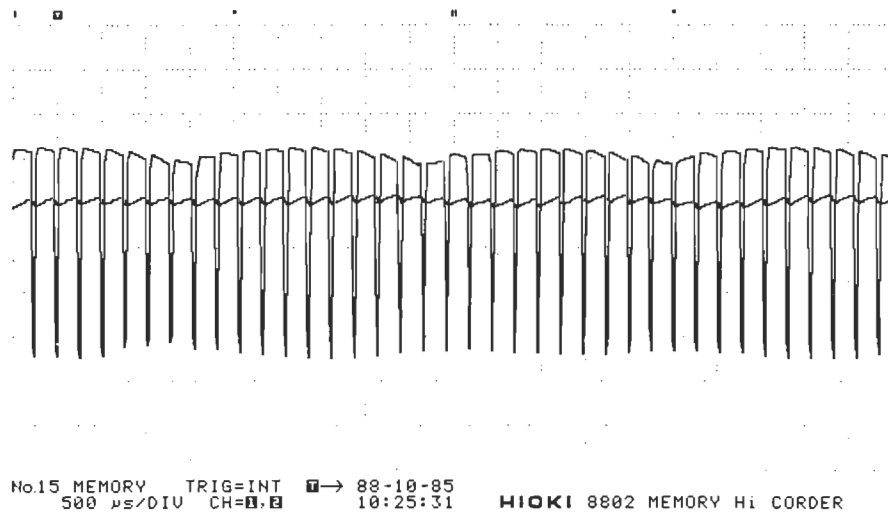


Figure 6.19. Tension V_a et courant I_a mesurés en pratique pour: $d = 80\%$
 et $\omega = 142 \text{ rad/sec}$.

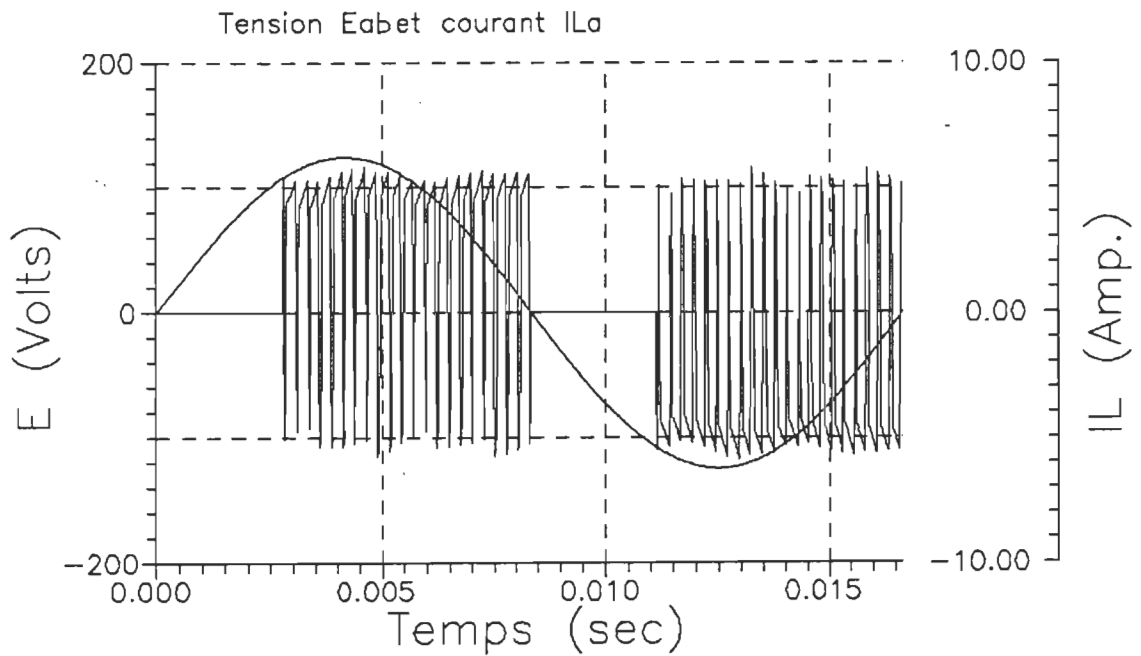


Figure 6.20. Tension ligne Eab et courant I_{La} simulés pour les mêmes
 conditions qu'en 6.18.

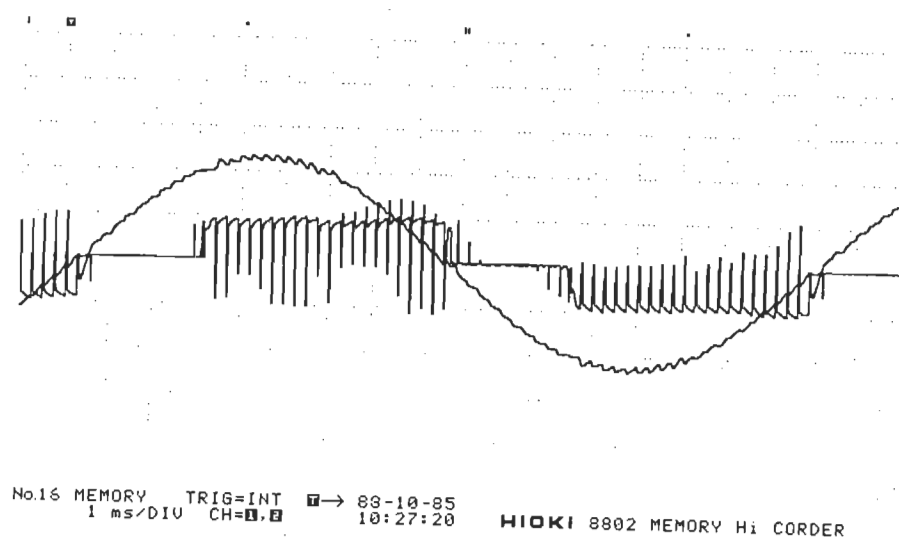


Figure 6.21. Tension ligne Eab et courant ILa mesurés en pratique pour les mêmes conditions de fonctionnement qu'en 6.19.

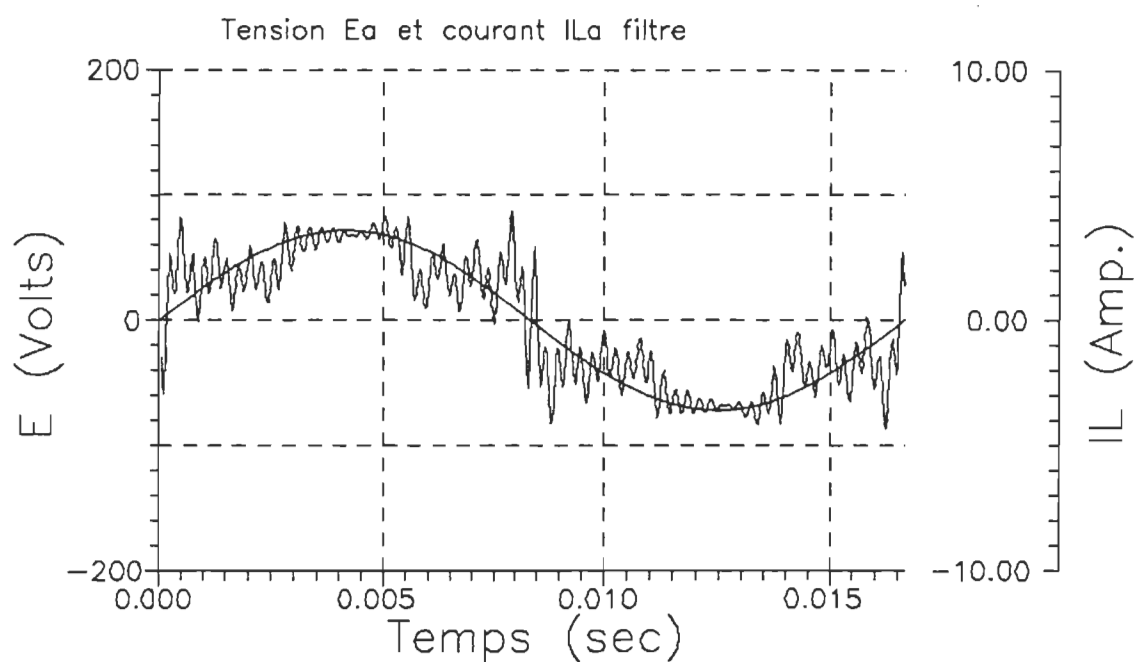


Figure 6.22. Tension phase Ea et courant ILa filtré obtenus par simulation à partir des mêmes conditions qu'en 6.18.

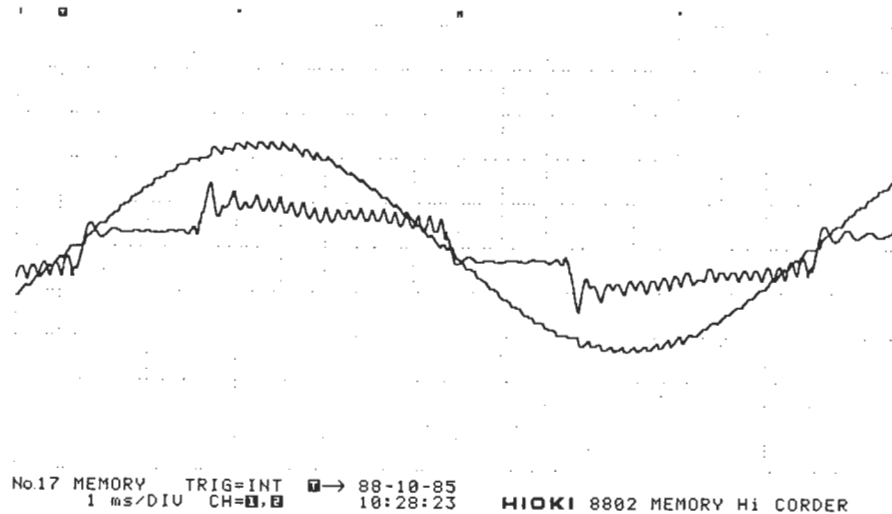


Figure 6.23. Tension phase E_a et courant I_{La} , avant le filtre de lignes, mesurés en pratique pour les mêmes conditions qu'en 6.19.

En ce qui a trait aux figures 6.18 à 6.23, on dénote encore une très bonne corrélation entre les formes d'onde théoriques et pratiques. Il existe encore quelques légères différences imputables aux mêmes raisons que discutées précédemment. On peut bien voir sur la figure 6.21, l'inversion instantanée du courant de ligne, ce qui est une caractéristique importante du convertisseur proposé. Il faut noter que les mesures prises en pratique l'on été avec un enregistreur graphique numérique qui est géré par une fréquence d'échantillonnage bien précise. Il ne faut donc pas s'attendre à voir toutes les transitions ultra-rapides de la tension ou du courant. Mais, après avoir vérifié soigneusement la corrélation avec la lecture obtenue par un oscilloscope, l'erreur demeure quand même très faible vu la fréquence élevée d'échantillonnage (100 fois plus rapide que la base de temps indiqué sur les résultats mesurés).

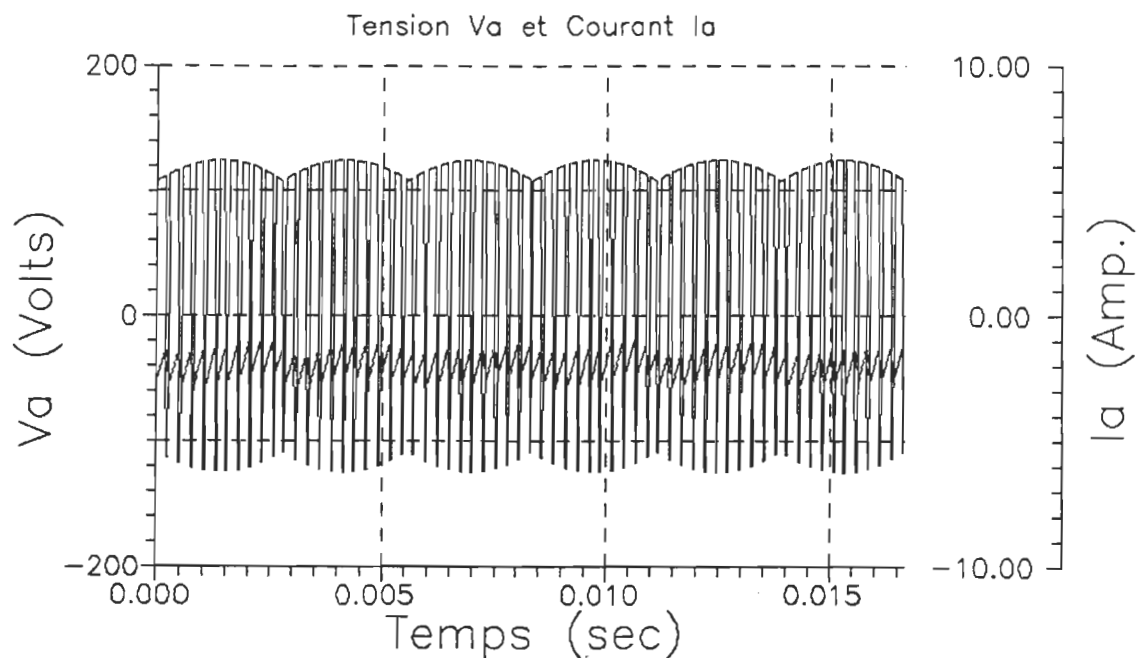


Figure 6.24. Tension V_a et courant I_a simulés en mode de récupération pour les conditions de fonctionnement suivantes: $d = 70\%$, $T = -1,40$, $w = 142$ rad/sec et $I_{a_{\text{moy}}} = -2$ A.

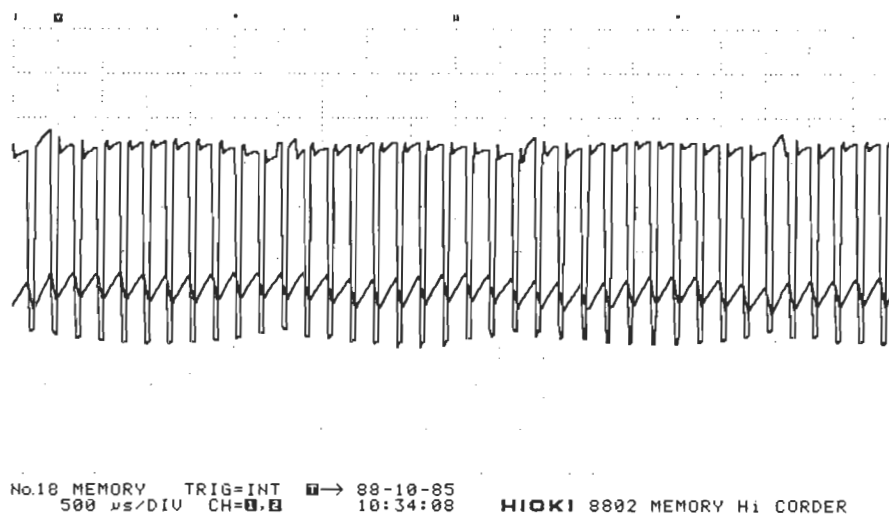


Figure 6.25. Tension V_a et courant I_a mesurés pour un fonctionnement en récupération d'énergie avec les conditions: $d = 70\%$ et $w = 140$ rad/sec.

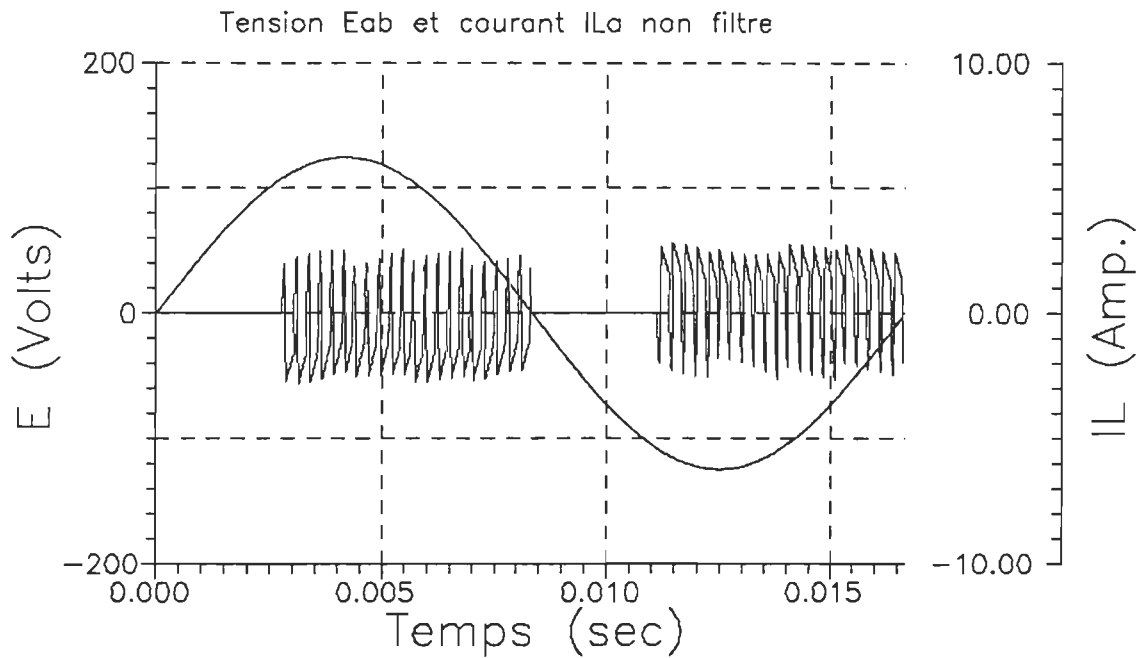


Figure 6.26. Tension ligne Eab et courant ILa simulés pour les mêmes conditions qu'en 6.24.

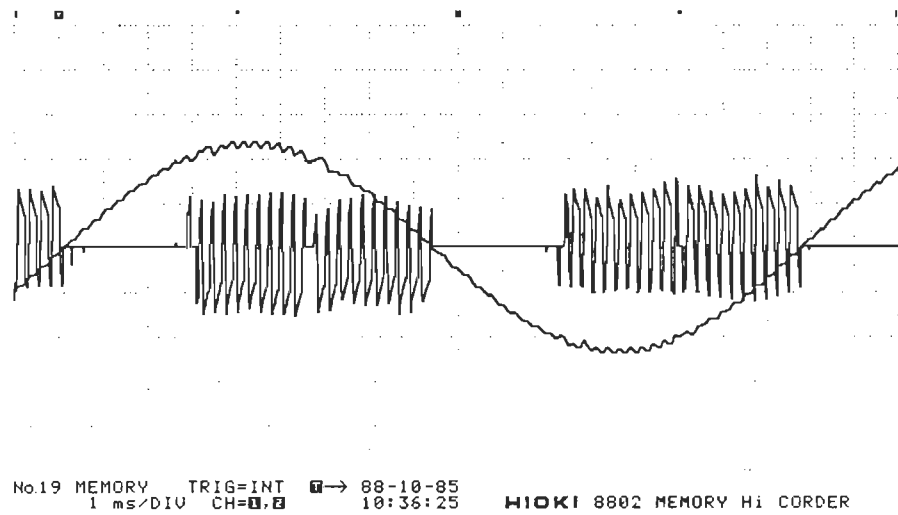


Figure 6.27. Tension ligne Eab et courant ILa mesurés en pratique pour les mêmes conditions qu'en 6.25.

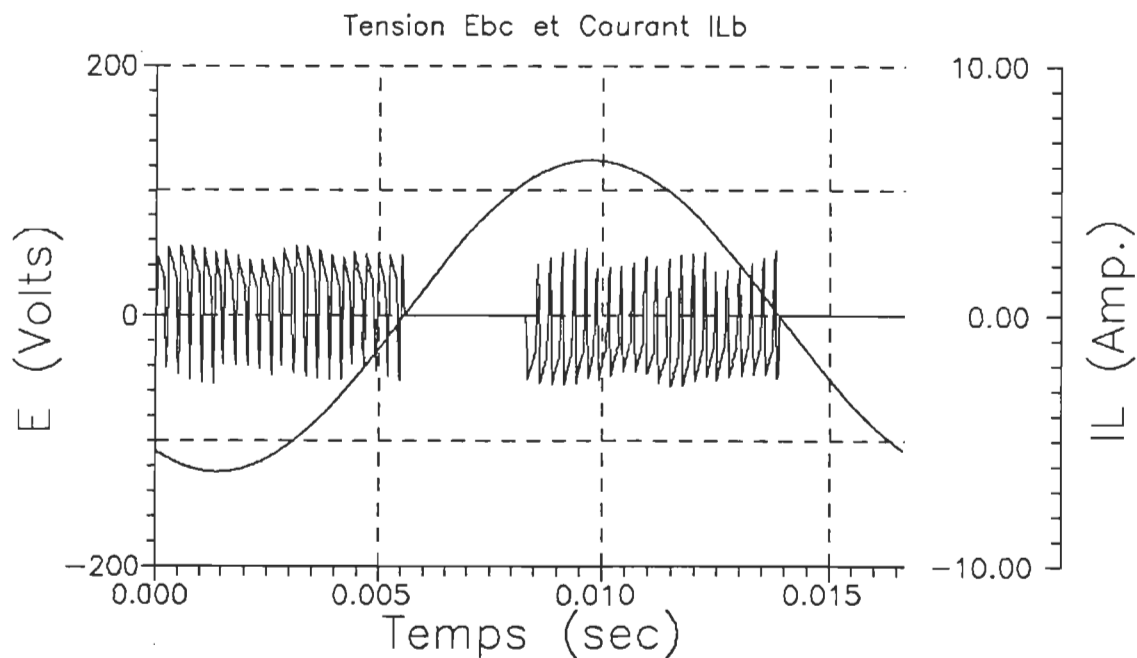


Figure 6.28. Tension ligne Ebc et courant ligne ILb simulés pour les mêmes conditions qu'en 6.24.

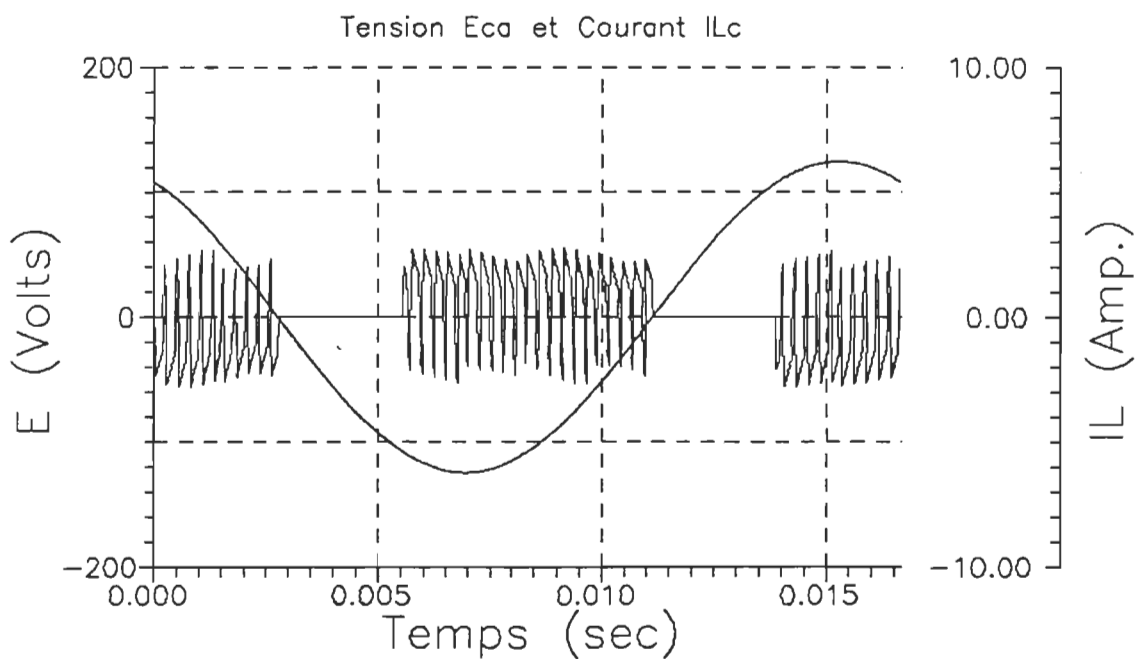


Figure 6.29. Tension ligne Eca et courant ILc simulés pour les mêmes conditions qu'en 6.24.

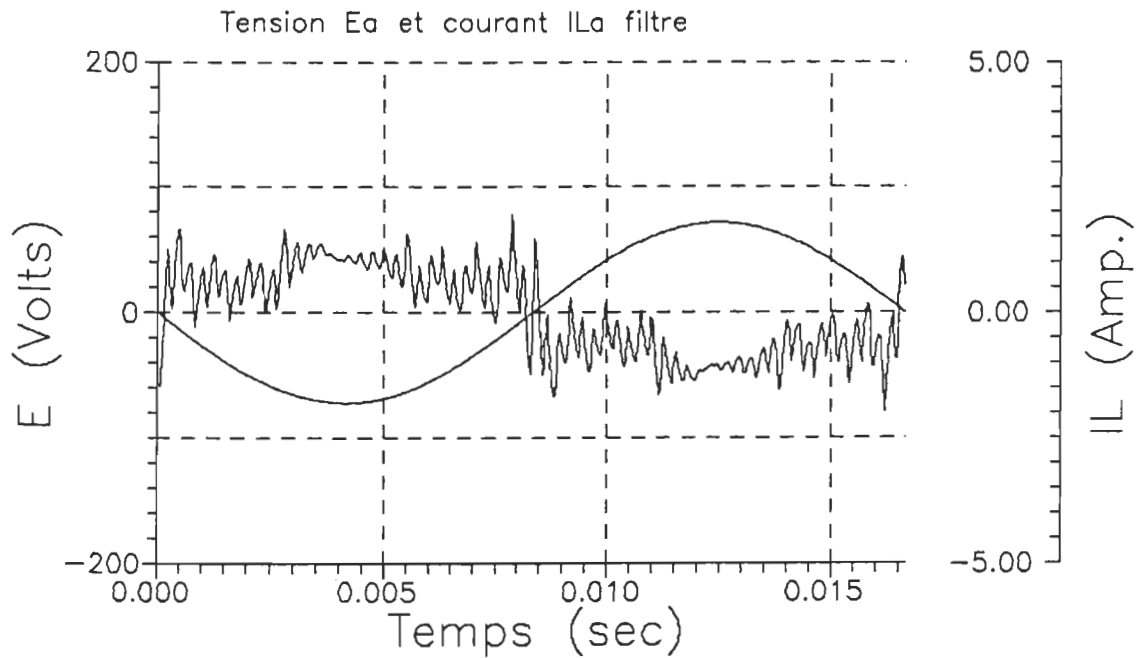


Figure 6.30. Tension phase Ea et courant ILa filtré obtenus par simulation les mêmes conditions qu'à la figure 6.24.

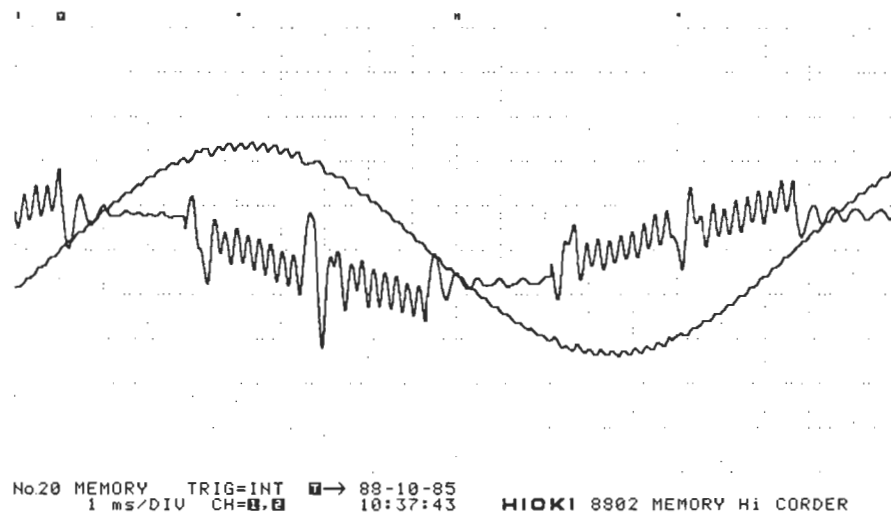


Figure 6.31. Tension phase Ea et courant ILa, avant filtre LC, mesurés en pratique pour les mêmes conditions qu'en 6.25.

On remarque, dans le fonctionnement en récupération d'énergie que les délais de commutation ont un effet très important sur les formes d'onde de tension et de courant. Par exemple, si on regarde la figure 6.27 on peut voir qu'il y a interruption partielle de la récupération d'énergie lors d'un délai de commutation du redresseur d'entrée. Cette interruption se répercute sur la tension V_a aux bornes du moteur, figure 6.25, en causant une légère hausse qui entraîne, lors de la remise en conduction du TBCD correspondant, une pointe de courant, figure 6.31, entre la capacité tampon et celle du filtre d'entrée. Pour cette raison il faut que les délais de commutation du redresseur bi-directionnel d'entrée soit les plus faibles possibles. Il faut se rappeler que les délais de commutation se retrouvent à chaque commutation naturelle des diodes du redresseur d'entrée.

6.3.4 Avantages du convertisseur triphasé

Le principal avantage du convertisseur triphasé sur le convertisseur monophasé est qu'il ne produit pas une oscillation de couple à basse fréquence. Ceci est dû simplement au fait que le redresseur triphasé produit, par lui-même, une tension continue presque parfaitement lisse. Un deuxième avantage repose sur la très faible différence de performance du côté moteur entre le convertisseur de base avec filtre intermédiaire et le convertisseur proposé. Comme seule une modulation supplémentaire de la tension à une fréquence de 360 Hz, produit par le redresseur, diffère entre ces deux types de convertisseurs, il est possible d'atténuer l'effet de cette modulation sur le moteur par un asservissement très performant en courant. De cette façon, l'oscillation de couple produit

par un ou l'autre type de convertisseur sera identique et dépendant de la fréquence de découpage du hacheur.

Un autre avantage du convertisseur proposé avec redresseur triphasé est le freinage en récupération qui est absolument impossible avec le convertisseur de base. Cet avantage permet une construction du convertisseur avec un taux d'intégration très élevé, c'est-à-dire que le montage final du convertisseur peut être très compact et avoir un rapport puissance sur poids très élevé, ce qui est beaucoup recherché dans les nouveaux équipements pour la commande des moteurs.

Un autre point important à soulever est le dimensionnement du filtre d'entrée qui est directement fonction de la fréquence de fonctionnement de l'étage de découpage. Plus la fréquence de fonctionnement sera élevée, plus la grosseur physique des composantes LC du filtre sera réduite. Ceci s'explique simplement par la nécessité d'une fréquence de coupure " ω_r " plus élevée pour des harmoniques dominantes à plus haute fréquence. Cet avantage permet d'obtenir un contenu harmonique, une fois filtré, très similaire à celui obtenu avec un convertisseur de base et par conséquent, un facteur de puissance fonction seulement du facteur de distorsion.

6.4 Asservissement numérique du convertisseur

Afin de rendre le convertisseur utilisable, une protection en surintensité doit être ajoutée. Plusieurs choix s'offrent à nous: une boucle de régulation de courant conventionnelle avec correcteur P.I., un régulateur à intervention seulement ou une commande fourchette. Comme le régulateur PI est de loin le plus utilisé, il sera implanté de façon numérique dans un microprocesseur MC68000 de Motorola. Regardons main-

tenant la procédure de calcul du régulateur et son implantation.

6.4.1 Boucle de courant

Pour implanter un régulateur de courant dans un système, il faut d'abord définir le diagramme bloc de l'asservissement complet. La figure 6.32 montre ce diagramme bloc.

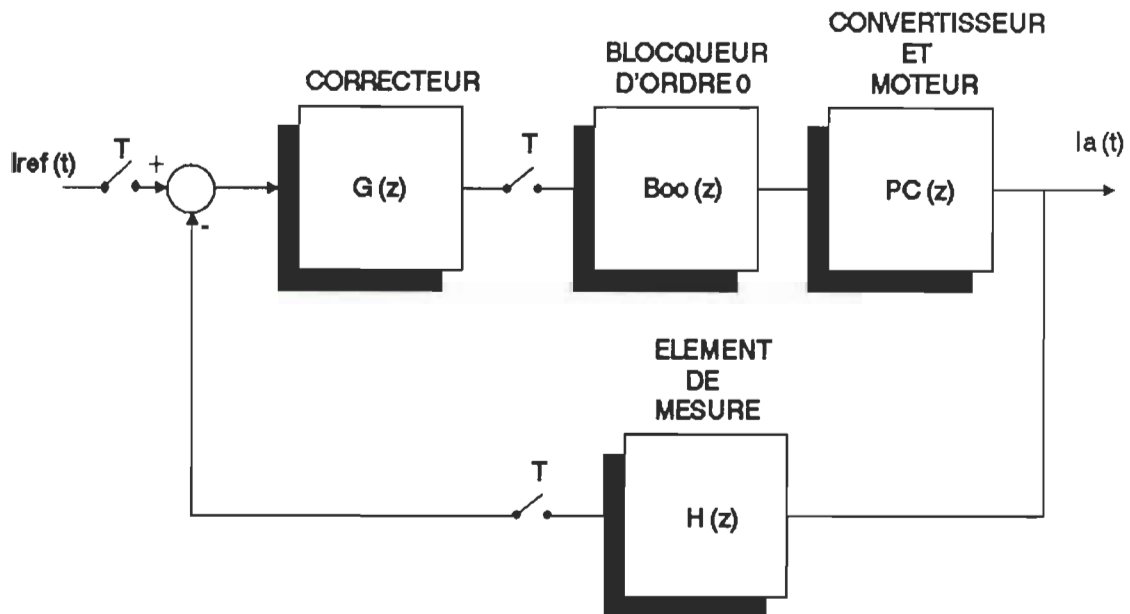


Figure 6.32. Diagramme bloc complet de l'asservissement en courant.

On retrouve quatre blocs principaux qui sont: le correcteur $G(z)$, le bloqueur d'ordre 0 " $Boo(z)$ " le procédé qui inclue le moteur et le convertisseur $P(z)$ et pour terminer l'élément de mesure $H(z)$. La notation " z " signifie que les calculs seront faits dans le domaine échantillonné tandis que la notation " s " signifie le domaine de Laplace.

Pour débiter les calculs, il faut définir la fonction de transfert du moteur pour une entrée tension et une sortie courant. La figure 6.33 montre la fonction de transfert résultante pour un moteur à excitation

séparée.

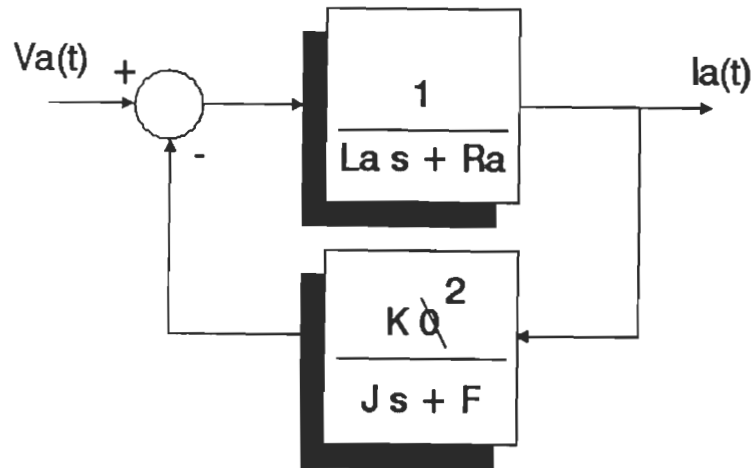


Figure 6.33. Diagramme bloc du moteur seulement.

Les paramètres du moteur sont connus et sont donnés par:

$$R_a = 1.319 \text{ Ohm}$$

$$L_a = 8 \text{ mH}$$

$$J = 0,011 \text{ Kg m}^2$$

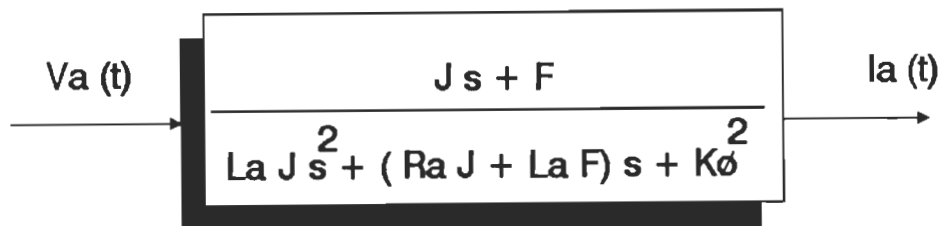
$$F = 0,0037 \text{ Nmsec}$$

$$K\Phi = 0,0436 \text{ V/sec/rad}$$

En appliquant la règle:

$$FT(s) = G(s)/(1+GH(s))$$

on trouve la fonction de transfert de la figure 6.34 et 6.35.



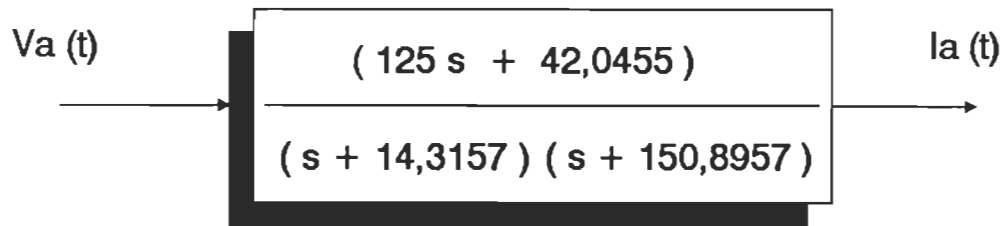


Figure 6.34 Fonction de transfert résultante.

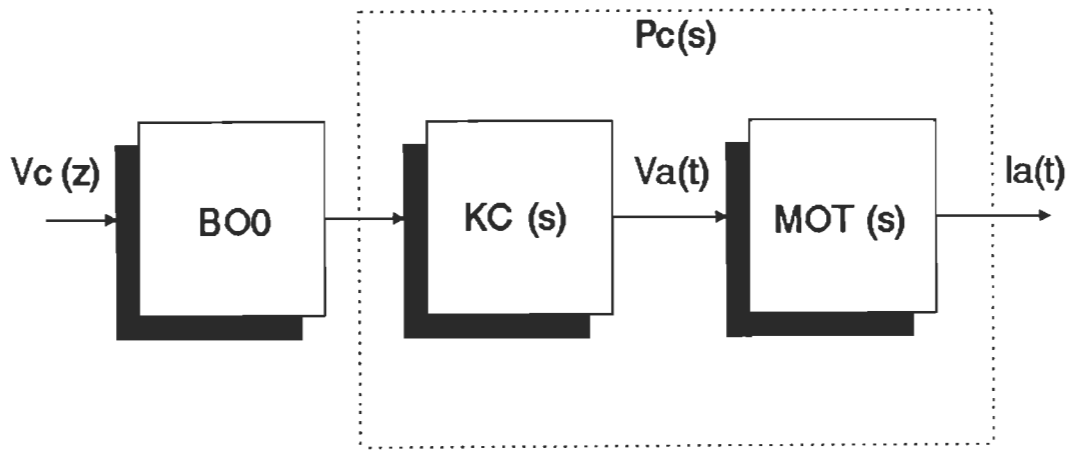


Figure 6.35. Représentation bloc du moteur.

Ajoutons maintenant la fonction de transfert du convertisseur et celui du bloqueur d'ordre zéro et transformons le tout en "z" pour avoir la fonction de transfert utile dans l'étude du système. D'abord, trouvons le gain total du convertisseur de puissance et du convertisseur numérique à analogique (N/A) utilisé pour générer la tension "Vc(t)" à l'entrée du convertisseur de puissance.

Le gain "Kc" est formé premièrement du gain du convertisseur. Comme une tension de +10 V nous donne une tension au moteur de 120 V, le gain de l'élément de puissance se calcule par 6.10.

[6.10]

$$Kc1 = 120 / 10 = 12 \text{ V/V}$$

Si maintenant on utilise un convertisseur N/A de 8 bits, qui doit couvrir toute la plage de variation de la tension de commande soit de -10V à +10 V donc 20 V, on obtient le gain par l'équation 6.11.

[6.11]

$$K_{2c} = 20 / 2^8 = 0,0781$$

Le gain total est alors donné par 6.12.

[6.12] $K_c = K_{1c} \times K_{2c} = 12 \times 0,0781 = 0,9372$

IL faut noter que le délai statistique du convertisseur est négligé car pour une fréquence d'opération de 3,84 kHz, il n'est que de:

$$T_c = 1 / (2 \times 3,84 \text{ kHz}) = 130,2 \cdot 10^{-6} \text{ sec}$$

Par la suite, il faut multiplier ce gain par le gain à fréquence 0 du moteur pour trouver le gain final. L'équation 6.13 montre ce calcul.

[6.13]

$$K_t = K_c \times K_{mot} = 0,9372 \times 125 = 117,2$$

La fonction de transfert total alors obtenue se trouve à la figure 6.36.

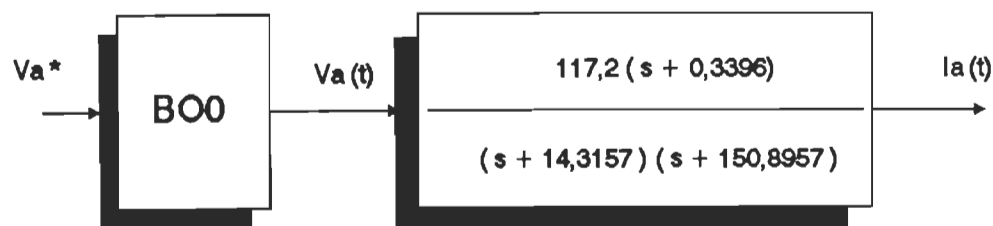


Figure 6.36. Fonction de transfert équivalente de l'ensemble moteur, convertisseur.

Transformons maintenant le tout dans le domaine "z" en utilisant une fréquence commune à tous les échantillonneurs de 1 kHz ou une période de

1 msec. Cette fréquence d'échantillonnage laisse un temps de calcul de 1 msec dans une sous routine par interruption. De cette façon, le convertisseur pourra être facilement commandable par un microprocesseur moins puissant que le MC 68000. La transformée en "z" est obtenue à l'aide du programme "Matlab" qui ajoute automatiquement un bloqueur d'ordre 0 et se trouve à la figure 6.37.

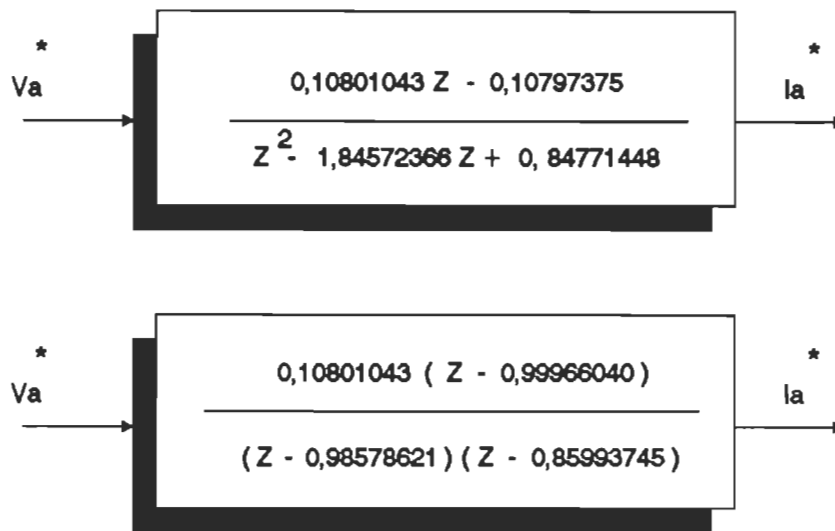


Figure 6.37. Fonction de transfert en "z" du moteur avec le convertisseur et le bloqueur pour une période d'échantillonnage de 1 msec. Cette fonction sera utile un peu plus loin pour trouver l'évolution du lieu des racines de la boucle complète.

Afin de pouvoir fermer la boucle, ajoutons la boucle de réaction formée d'un transducteur de courant à effet Hall, d'un filtre analogique et d'un convertisseur analogique à numérique (A/N) de 12 bits.

Le gain du transducteur de courant se calcule par l'équation 6.14.

$$[6.14] \quad K_i = 0,5 \text{ V} / 1 \text{ A} = 0,5$$

Le filtre analogique a une constante de temps de 1 msec et un gain de -1. Sa fonction de transfert s'écrit donc :

$$\text{Filtre}(s) = 1 / (0,001 s + 1)$$

Le convertisseur A/N de 12 bits a un gain de mesure limité à ± 20 A. Par conséquent, le gain de convertisseur est donné par 6.15.

[6.15]

$$K_{mes} = 40 / 2^{12} = 102,4$$

La fonction de transfert du retour est donnée par 6.16.

[6.16]

$$\text{FTret}(s) = 102,4 / (0,001 s + 1)$$

Pour ensuite obtenir la fonction de transfert total de la boucle ouverte, on doit multiplier la fonction de transfert du retour par celle trouvée précédemment dans le domaine de Laplace et ensuite la convertir dans le domaine de "z". Ceci s'explique par le fait qu'il n'y a pas d'échantillonneur entre les deux blocs. La fonction de transfert totale dans le domaine de Laplace est donnée à la figure 6.38 et la fonction convertie dans le domaine de "z" se trouve à la figure 6.39.

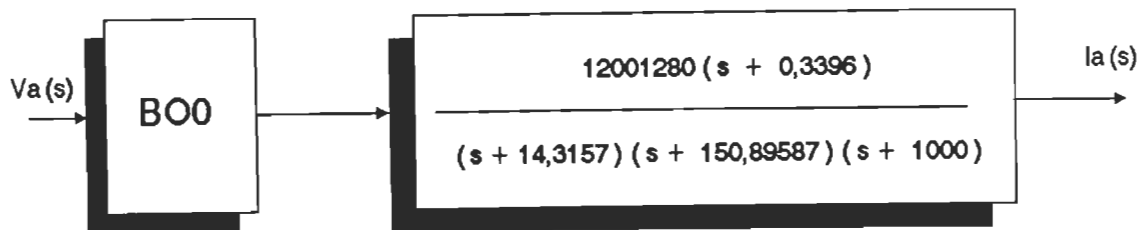


Figure 6.38. Fonction de transfert Pch(s)

Regardons maintenant le lieu des racines pour un correcteur qui n'aurait qu'un simple gain "Kg" afin de voir où il serait intéressant de placer le pôle et le zéro du régulateur de type PI. La figure 6.40 montre ce lieu.

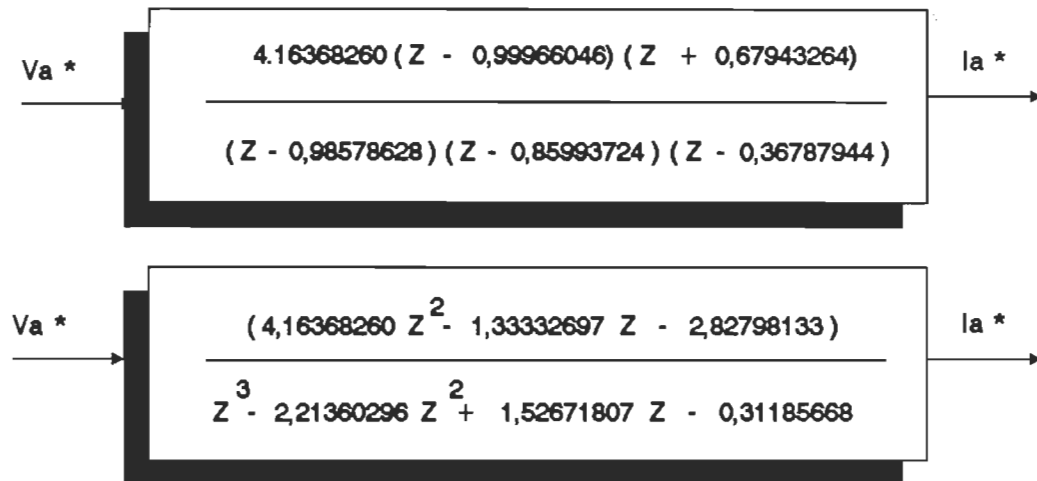


Figure 6.39. Fonction de transfert $Pch(z)$ avec bloqueur et période d'échantillonnage de 1 msec.

On peut voir, d'après ce lieu, que le correcteur PI devra avoir son zéro entre 0,98 et 0,85 sachant que le pôle se trouve à 1. Regardons maintenant la conception du régulateur.

6.4.2 Paramètres du régulateur

Comme le correcteur "PI" (proportionnel avec intégral) a été choisi, il faut en faire la transformation dans le domaine de "z" avant de l'implanter. L'équation 6.17 montre le passage du domaine de "s" à celui de "z" en utilisant l'approximation trapézoïdale qui est l'une des plus commune.

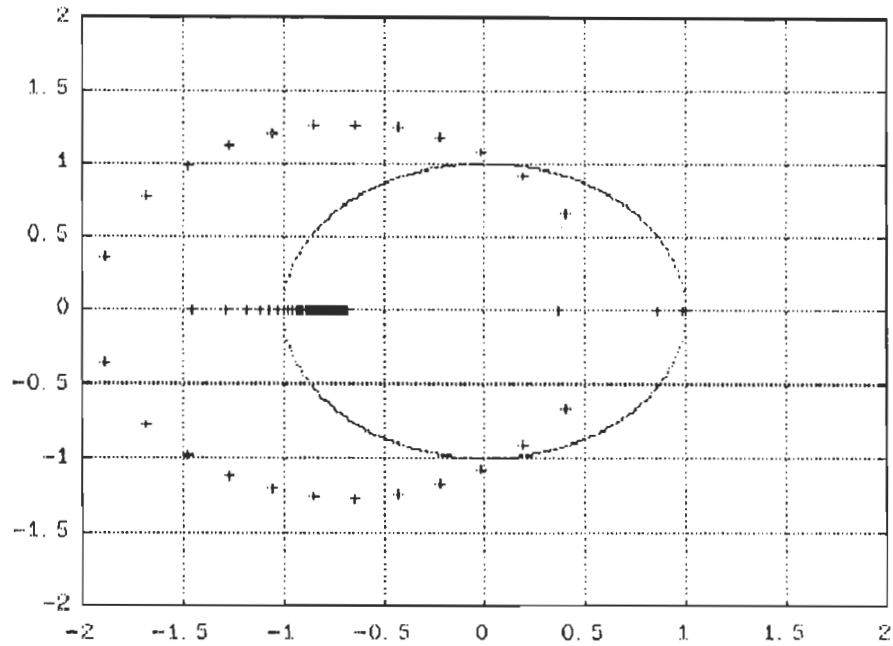


Figure 6.40. Lieu des racines pour un correcteur P seulement.

[6.17]

$$G(s) := K_p + \left[\frac{K_i}{s} \right]$$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ - \\ s \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} T \\ - \\ 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{Z + 1}{Z - 1}$$

$$Z \left[K_p + \left[\frac{K_i}{s} \right] \right] := K_p + \frac{K_i \cdot T}{2} \cdot \frac{Z + 1}{Z - 1}$$

Avec quelques manipulations mathématiques, on peut ramener le régulateur sous une forme plus convenable montrée par l'équation 6.18.

$$\begin{aligned}
 G(z) &:= \frac{K_p \cdot (Z - 1) + \left[k_i \cdot \frac{T}{2} \right] \cdot (Z + 1)}{Z - 1} \\
 G(z) &:= \frac{\left[K_p + \left[K_i \cdot \frac{T}{2} \right] \right] \cdot Z - \left[K_p - \left[K_i \cdot \frac{T}{2} \right] \right]}{Z - 1} \\
 [6.18] \quad G(z) &:= \left[K_p \cdot \frac{\left[1 + \frac{K_i \cdot T}{K_p \cdot 2} \right] \cdot Z - \left[1 - \frac{K_i \cdot T}{K_p \cdot 2} \right]}{Z - 1} \right] \\
 G(z) &:= K_p \cdot \frac{A \cdot Z - B}{Z - 1} \\
 A &:= 1 + \frac{K_i \cdot T}{K_p \cdot 2} \quad B := 1 - \frac{K_i \cdot T}{K_p \cdot 2} \\
 \text{pour } \tau_i &:= \frac{K_p}{K_i} \quad A := 1 + \frac{T}{2 \cdot \tau_i} \quad B := 1 - \frac{T}{2 \cdot \tau_i}
 \end{aligned}$$

Si on fixe le zéro du régulateur à une valeur de 0,9 la fonction de transfert équivalente en boucle ouverte se trouve à la figure 6.41.

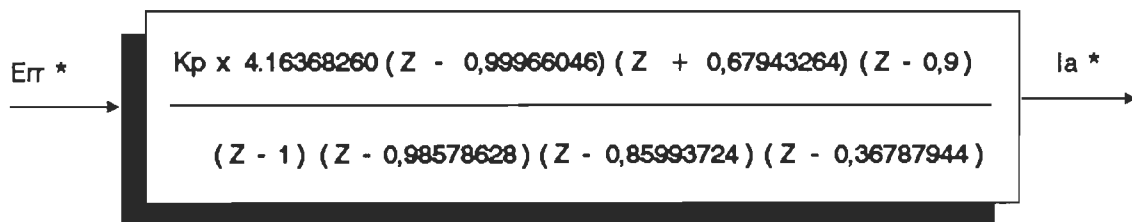


Figure 6.41. Fonction de transfert globale en boucle ouverte.

La figure 6.42 montre alors le lieu des racines obtenues pour une variation du gain total de 0 à 10.

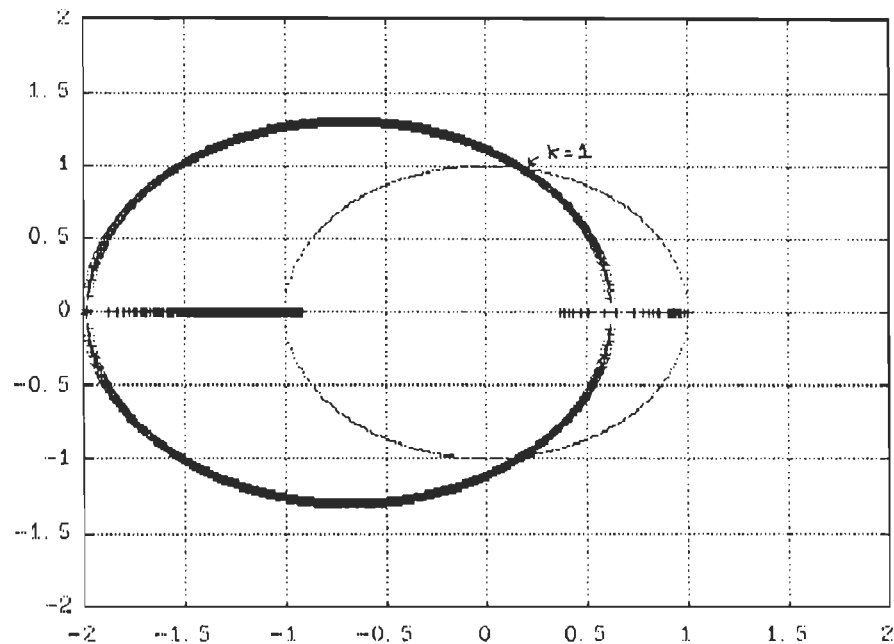


Figure 6.42. Lieu des racines de la fonction de transfert complète pour K variant de 0 à 10 par pas de 0,01.

On peut donc voir que le gain total doit être inférieur à 1 pour que le système reste stable, ceci signifie que le gain " K_p " du régulateur doit être compris entre 0 et 0,24 pour respecter la stabilité. Regardons maintenant son effet sur la réponse dans le temps afin de trouver la valeur optimale de ce gain.

Pour fermer la boucle, il faut calculer deux fonction de transfert intermédiaires soit:

$$FT\#1(z) = G(z) \times P_c(z)$$

$P_c(z)$ inclue le bloqueur.

$$FT\#2(z) = G(z) \times PcH(z)$$

Avec ces deux fonctions de transfert, on peut faire le calcul de la fonction $FT = G / (1 + GH)$ ou G devient $FT\#1(z)$ et $GH = FT\#2(z)$ et ensuite trouver la réponse dans le temps.

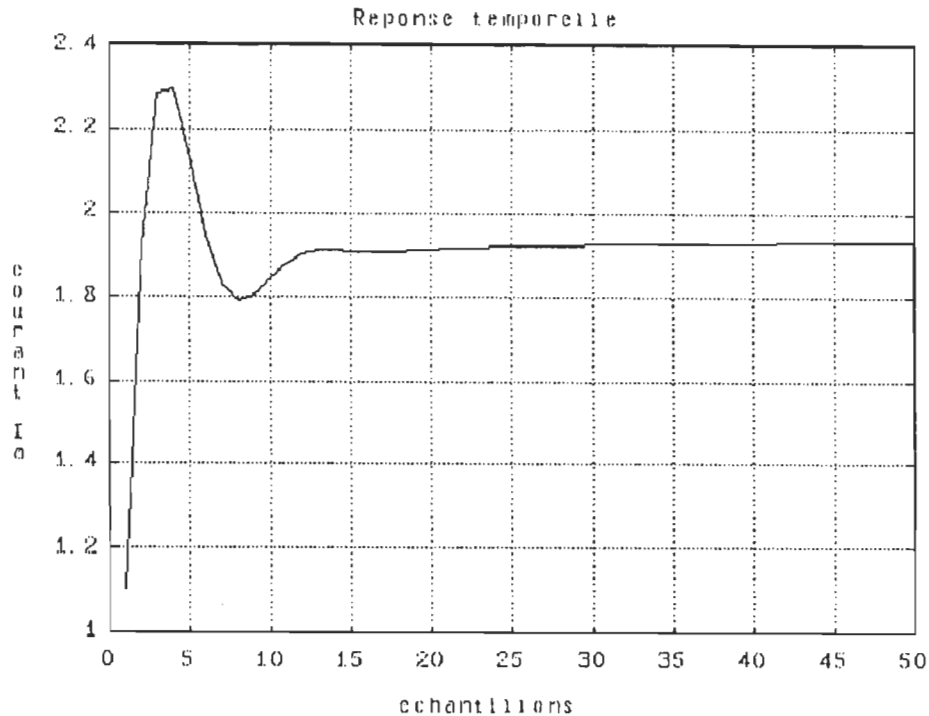


Figure 6.43. Réponse temporelle du régulateur implanté pour un gain total du correcteur de 0,05 et un zéro à 0,9.

La figure 6.43 montre la réponse temporelle pour un gain total du correcteur de 0,05. Cette réponse n'est pas nécessairement la meilleure car les paramètres optimaux seront obtenus par des essais pratiques.

Pour implanter le régulateur, on utilise l'équation de récurrence obtenue partant de la fonction de transfert en "z" du régulateur. L'équation 6.19 montre l'équation résultante.

$$G(z) := K_p \cdot \frac{A \cdot z - B}{z - 1}$$

$$G(z) := \frac{C(z)}{R(z)}$$

$$\left[\frac{C(z)}{R(z)} \right] := K_p \cdot \frac{A - B \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

$$C(z) - C(z - 1) := K_p \cdot A \cdot R(z) - K_p \cdot B \cdot R(z - 1)$$

$$C(z) := K_p \cdot A \cdot R(z) - K_p \cdot B \cdot R(z - 1) + C(z - 1)$$

$$\text{SORTIE}(N) := K_p \cdot (\text{ERR}(n) - \text{ERR}(n - 1)) \dots$$

$$+ \frac{K_i \cdot T}{2} \cdot (\text{ERR}(n) + \text{ERR}(n - 1)) \dots$$

$$+ \text{SORTIE}(n - 1)$$

[6.19]

$$\text{SORTIE}(n) := 0,04750 \cdot (\text{ERR}(n) - \text{ERR}(n - 1)) \dots$$

$$+ 0.0025 \cdot (\text{ERR}(n) + \text{ERR}(n - 1)) + \text{SORTIE}(n - 1)$$

Afin d'implanter le régulateur dans le microprocesseur, il faut ajouter un facteur d'échelle afin d'obtenir une précision convenable. Pour ce faire, un facteur de 11 bits soit 2048, a été ajouté et nous donne l'équation de récurrence finale (6.20) implantée pour réguler le courant.

[6.20]

$$\begin{aligned} \text{SORTIE}(n) &:= \frac{97}{2048} \cdot (\text{ERR}(n) - \text{ERR}(n - 1)) \dots \\ &+ \frac{5}{2048} \cdot (\text{ERR}(N) + \text{ERR}(n - 1)) + \text{SORTIE}(n - 1) \end{aligned}$$

Il faut s'attendre à une erreur dans la réponse temporelle car la position des pôles et des zéro ne peut être aussi précise que le calcul sur ordinateur nous donne. De plus, même les valeurs calculées par l'ordinateur dérivent légèrement, entraînant ainsi des variations dans la réponse obtenue. Pour obtenir vraiment les valeurs optimales des paramètres du régulateur, il faut principalement procéder à des essais sur le système.

Le programme utilisé pour contrôler le convertisseur se trouve en annexe 4 sous le nom "Test2.prn" et est écrit en langage assembleur compatible pour 68000. Il n'est pas utile d'expliquer en détail ce programme car plusieurs fonctions secondaires sont aussi réalisées telles que le démarrage et l'arrêt du convertisseur.

6.4.3 Réponses obtenues

La figure 6.44 montre une réponse à l'échelon obtenue en pratique pour les paramètres suivants:

$$K_p = 122/2048 = 0,06$$

$$K_{iT}/2 = 15/2048 = 0,0073$$

Ce qui place le zéro du régulateur à 0,88 donc près du pôle à 0,85.

Les figure 6.45 et 6.46 montrent d'autres réponses pour différentes valeurs de K_p et de $K_{iT}/2$.

Les figures 6.47 et 6.48 montrent l'allure des réponses de courant et de vitesse pour différentes fréquences de fonctionnement.

Pour terminer, la figure 6.49 montre la réponse en fréquence de l'asservissement complet.

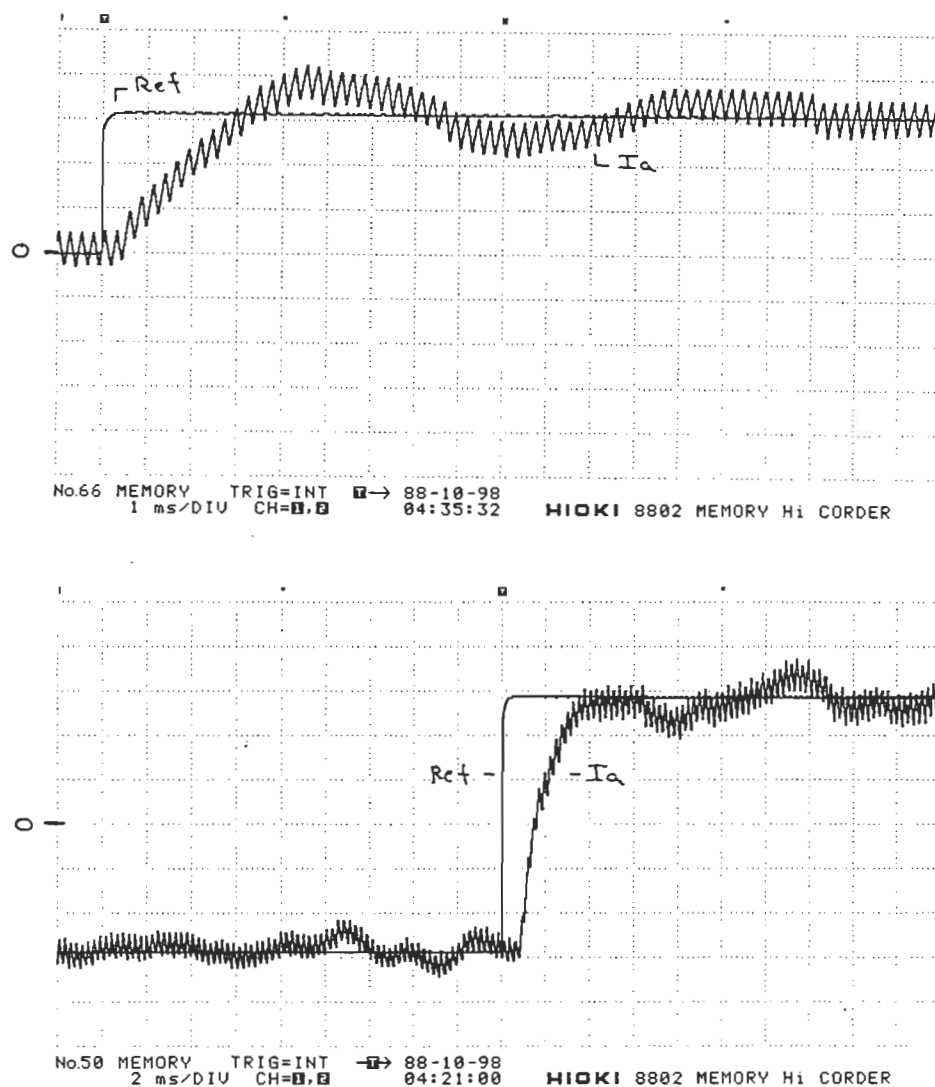


Figure 6.44. Réponse temporelle du régulateur de courant pour $T = 1$ msec, $K_p = 0,06$ et $K_{IT}/2 = 0,007$. $I_a = 2A/div$ et $ref = 1V/div$.

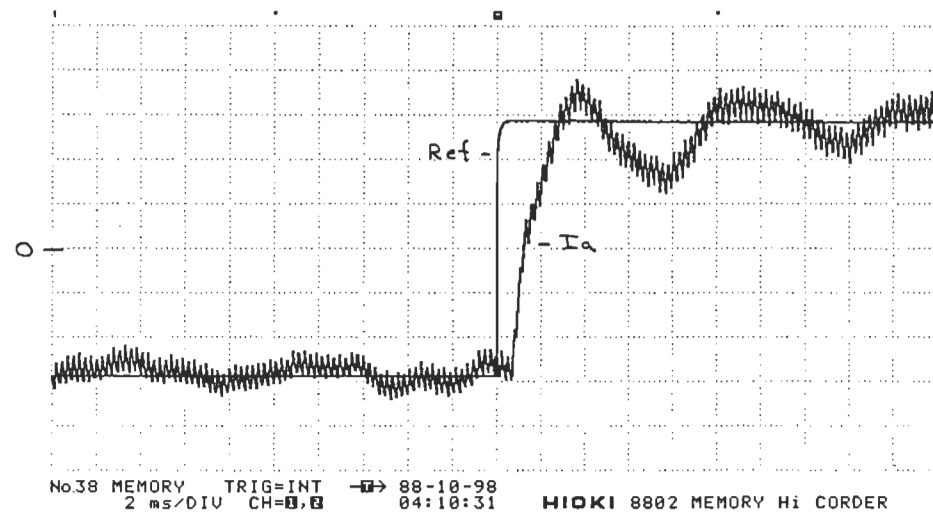


Figure 6.45. Réponse temporelle pour $T = 1\text{msec}$, $K_p = .08$ et $K_i T/2 = .01$.
 Ref = 1V/div et Ia = 2A/div.

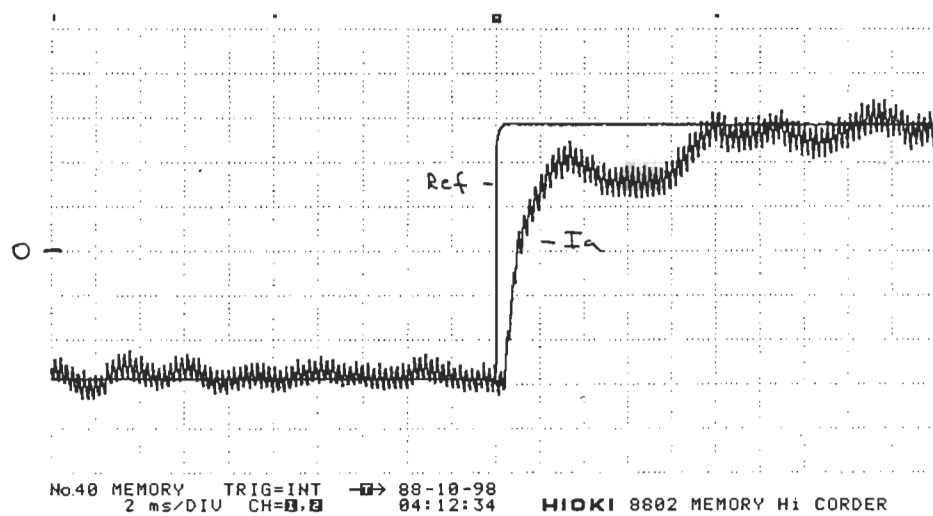


Figure 6.46. Réponse temporelle pour $T = 1\text{msec}$, $K_p = 0,04$ et $K_i T/2 = 0,004$. Ref= 1V /div et Ia = 2A/div.

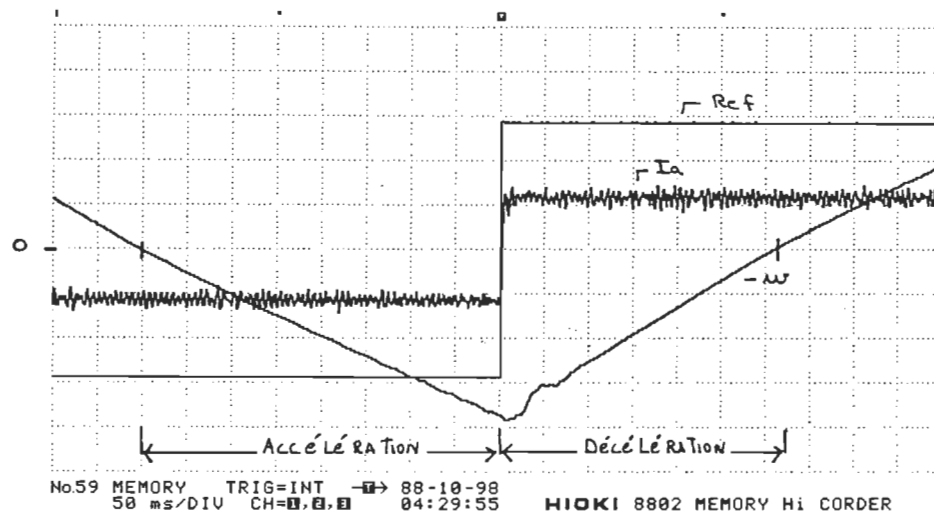


Figure 6.47. Réponse temporelle du courant I_a et de la vitesse w . $I_a = 5A/div$, $Ref = 1V/div$ et $w = 20V/div$ pour une génératrice tachymétrique qui donne 60V/1000RPM.

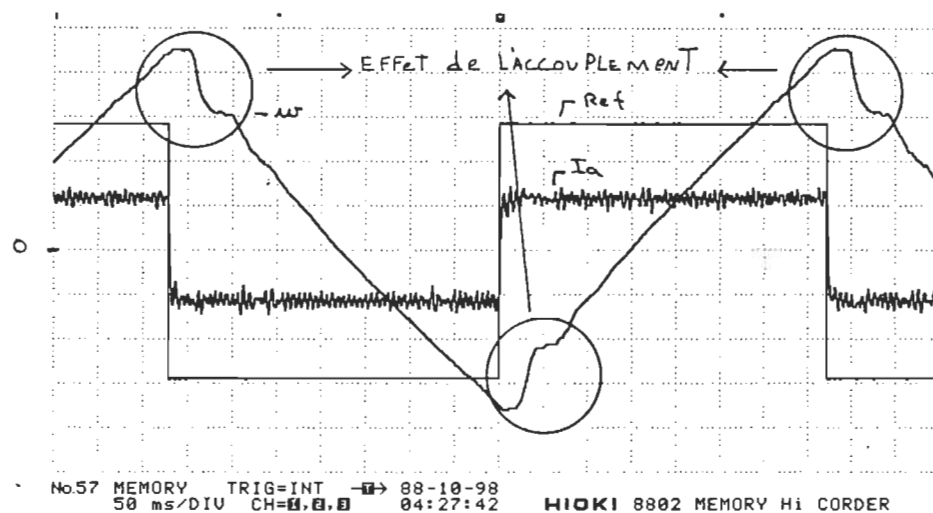


Figure 6.48. Réponse temporelle du courant I_a et de la vitesse w pour les paramètres du régulateur de la figure 6.44 et pour $Ref = 1V/div$, $I_a = 5A/div$ et $w = 10V/div$. (Tach. = 60V/1000RPM)

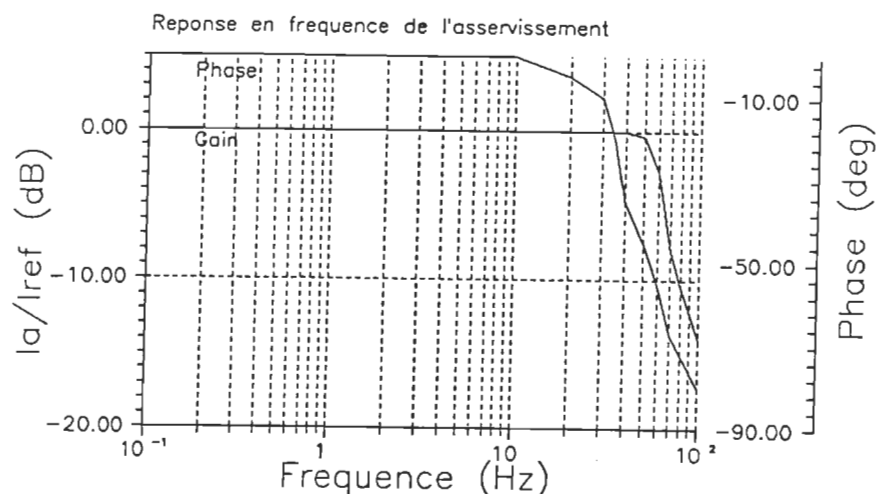


Figure 6.49. Réponse en fréquence de l'asservissement.

On peut voir sur la figure 6.44 que le temps de réponse est d'environ 1 msec et permet un passage de moteur à freinage très rapide. Ceci est un des principaux avantages de ce type de convertisseur. Les figures 6.47 et 6.48 nous montrent un ensemble de régime dynamique et statique afin de faire ressortir les périodes d'accélération et de décélération. On peut aussi voir l'effet des bagues d'accouplement, entre le moteur et la génératrice, sur la vitesse lors de l'inversion du courant moteur.

L'asservissement du convertisseur offre principalement une protection en surintensité de courant et possède un temps de réponse très rapide, ce qui est la fonction d'un régulateur de courant. Il est certain que le système pourrait être beaucoup plus performant mais il faudrait utiliser une période d'échantillonnage plus faible ou bien simplement utiliser une commande fourchette. Comme le convertisseur est plutôt destiné à être

utilisé avec d'autres boucles en cascade et qu'il ne doit pas nécessairement être sous la tutelle d'un 68000, le régulateur PI offre quand même de bonnes performances.

6.5 Résultats obtenus

Cette section présente les résultats obtenus avec le convertisseur triphasé au point de vue facteur de puissance et contenu harmonique pour différents points d'opération.

6.5.1 Facteur de puissance

Le facteur de puissance a d'abord été mesuré directement à l'entrée du convertisseur proposé, c'est-à-dire sans aucun filtrage des composantes haute fréquence. La figure 6.50 montre l'évolution du facteur de puissance, pour quatre niveaux de couple constant, en fonction de la vitesse.

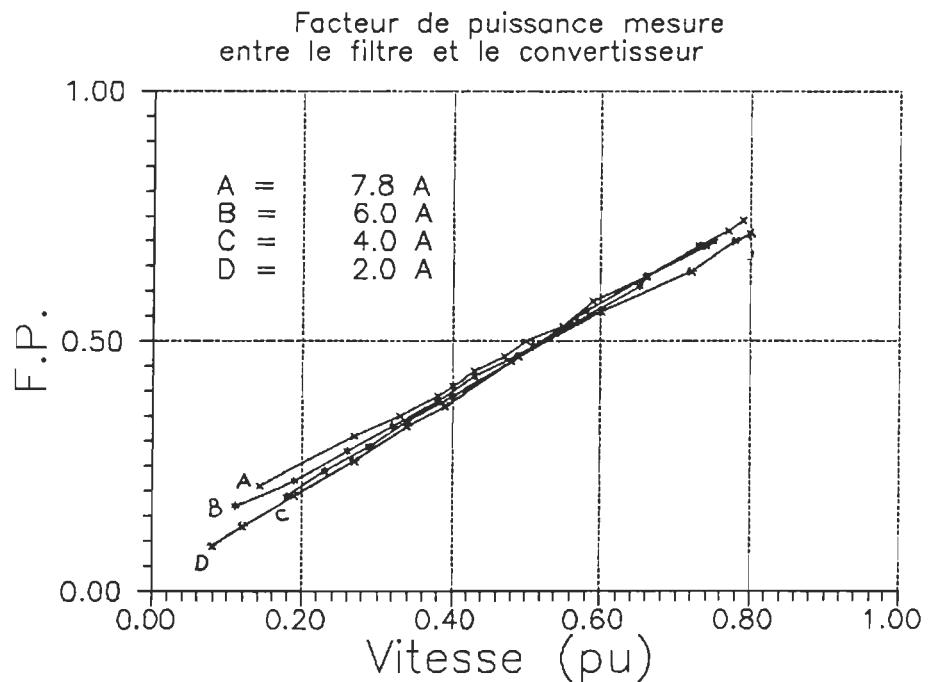


Figure 6.50. Facteur de puissance mesuré entre le convertisseur et le filtre d'entrée.

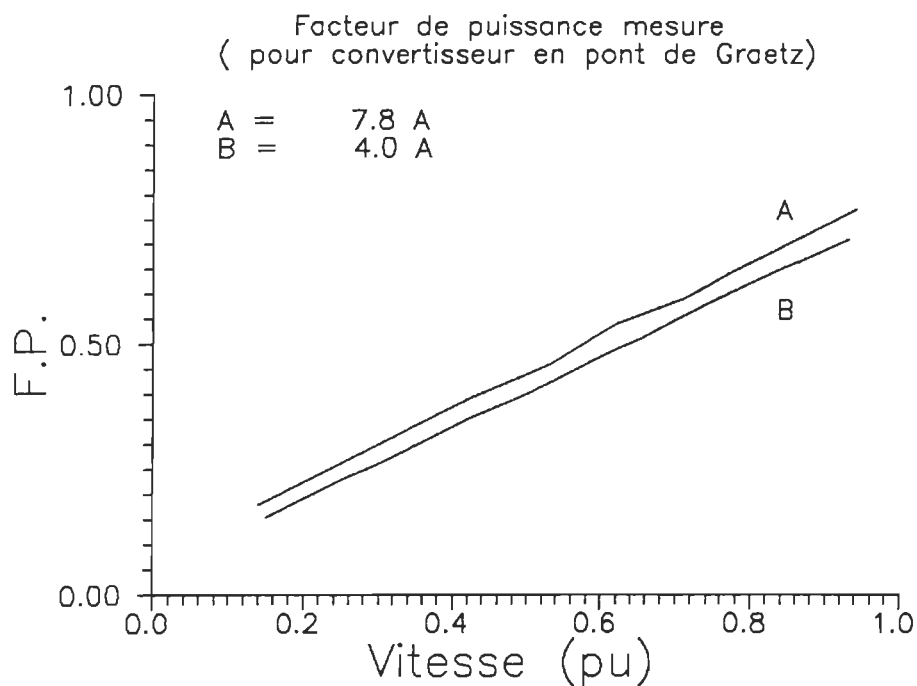


Figure 6.51. Facteur de puissance d'un montage triphasé, tout thyristor, en pont de Graëtz alimentant une charge à couple constant.

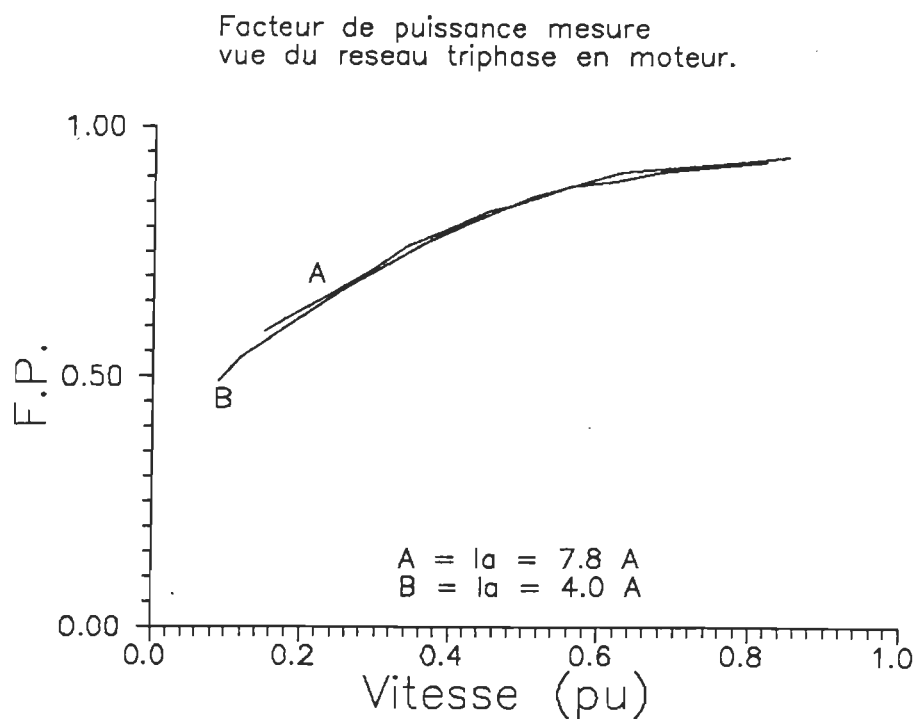


Figure 6.52. Facteur de puissance du convertisseur proposé avec filtre de ligne en fonction de la vitesse pour deux charges à couple constant.

On peut comparer l'évolution de ce facteur de puissance à celui d'un pont de Graëtz conventionnel, montrée à la figure 6.51 pour constater qu'elle est pratiquement identique. Ceci s'explique par le fait que dans le convertisseur proposé, le facteur de distorsion évolue exactement comme le facteur de déplacement dans le convertisseur à thyristors. Si maintenant, on ajoute le filtre de ligne calculé au chapitre 4, on retrouve la figure 6.52 qui démontre une nette amélioration du facteur de puissance à basse vitesse. Ceci s'explique simplement par l'amélioration du facteur de distorsion qui est le résultat de l'atténuation des composantes haute fréquence présentes à l'entrée du convertisseur. La figure 6.53 montre l'évolution du facteur de puissance avec filtre de lignes mais cette fois en freinage par récupération d'énergie.

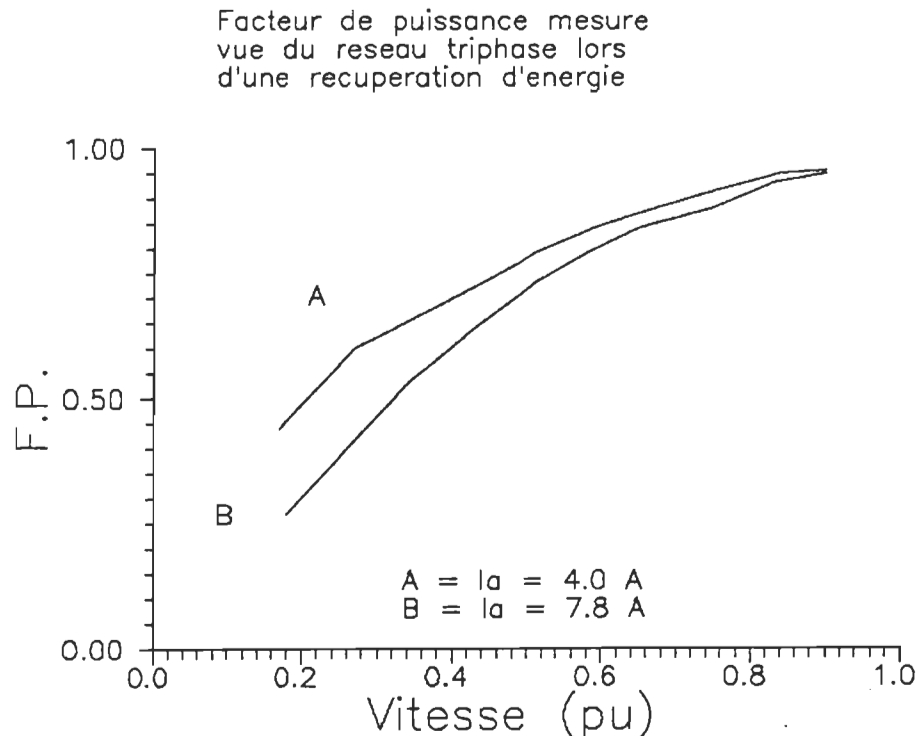


Figure 6.53. Facteur de puissance lors d'un fonctionnement en récupération d'énergie pour le même convertisseur qu'à la figure 6.52.

On constate que le facteur de puissance est légèrement plus faible à basse vitesse. Ceci est dû à une forte sollicitation de l'étage tampon qui crée des pointes de courant entre le réseau et les condensateurs de filtrage. Ce phénomène a été montré à la figure 6.31 et entraîne une légère diminution du facteur de distorsion du côté réseau. On peut quand même constater que le convertisseur proposé entraîne une amélioration marquée de l'évolution du facteur de puissance par rapport au convertisseur conventionnel en pont de Graëtz.

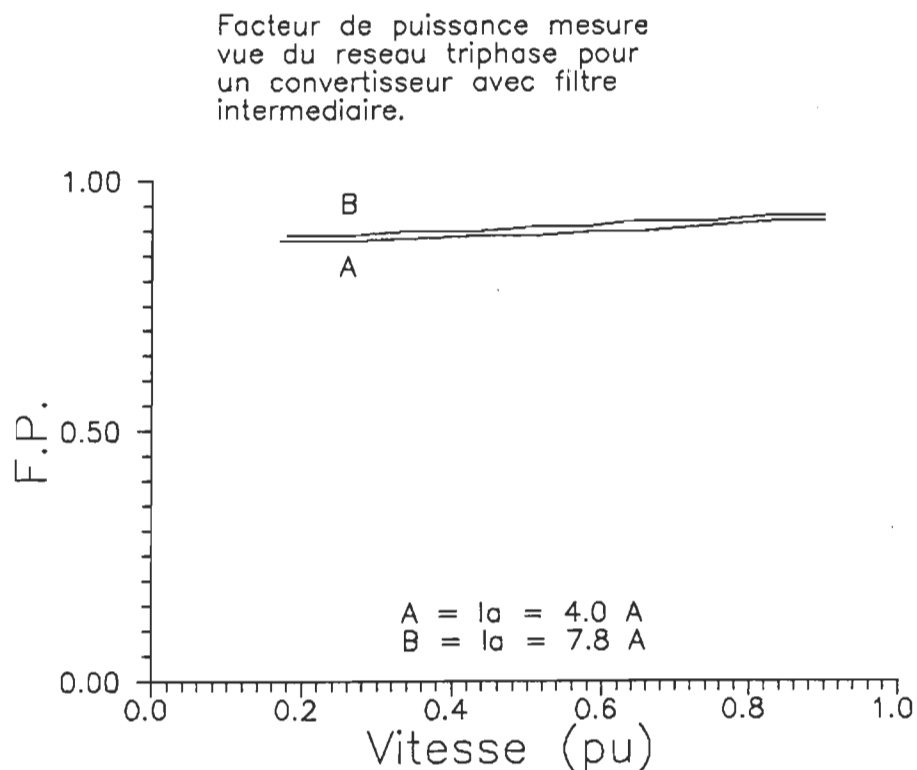


Figure 6.54 Evolution du facteur de puissance pour une convertisseur utilisant un filtre intermédiaire sur la barre à courant continu.

Si on compare, par contre, le facteur de puissance du convertisseur utilisant un filtre intermédiaire, figure 6.54, à celui obtenu par le convertisseur proposé, on peut constater que le fonctionnement à basse vitesse est à son avantage. Ceci s'explique simplement par une forme d'onde de courant, dans les lignes d'alimentation, complètement indépendante du rapport cyclique et de la fréquence d'opération du hacheur à quatre quadrants. Pour améliorer cet écart entre les deux convertisseurs, on peut changer les valeurs du filtre de ligne, tout en gardant la même fréquence de coupure ω_r . Si on se base sur le circuit équivalent de la figure 6.55.

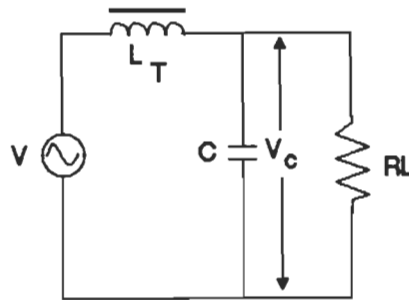


Figure 6.55 Circuit équivalent du convertisseur vu du réseau lors d'un fonctionnement à facteur de déplacement unitaire.

L'effet du filtre sur la phase du courant à 60 Hz n'est pas négligeable. Comme la valeur de la capacité de filtrage a une impédance beaucoup plus élevée que l'inductance de ligne et plus faible que la résistance équivalente du convertisseur lors d'un fonctionnement à faible puissance, il faut s'attendre à avoir une avance de phase pour le courant à 60 Hz. Donc, à bas régime de fonctionnement, le convertisseur ou plutôt, le filtre de ligne fournit de la puissance réactive au réseau. Par contre, si la résistance équivalente du convertisseur diminue, ce qui correspond à une augmentation de la puissance transmise au moteur, la phase du courant devient surtout déterminée par l'impédance équivalente du circuit soit:

$$Z_{\text{equi}} = (X_L X_C - J R_L X_C + J R_L X_L) / (R_L - J X_C)$$

On peut penser qu'il serait avantageux de diminuer la valeur de la capacité de filtrage afin d'améliorer la valeur du facteur de puissance à basse vitesse mais, il ne faut pas oublier d'augmenter la valeur de l'inductance de ligne si on veut maintenir la fréquence de coupure ω_r inchangée. Ceci aura donc pour effet de vraiment augmenter le facteur de puissance à bas régime mais aussi de diminuer ce dernier à fort courant. La figure 6.56 montre l'effet de l'implantation d'un nouveau filtre de ligne avec des inductances de 1.7 mH et des condensateurs de 10 uF comparativement à 700 uH et 20 uF.

La solution idéale pour optimiser le comportement du filtre est d'utiliser le filtre montré à la figure 6.57, qui a déjà été utilisé sur un convertisseur à GTO [8] et qui requiert beaucoup d'espace physique.

Facteur de puissance mesure
vue du reseau triphase en moteur
et avec un nouveau filtre de ligne
 $L = 1.7 \text{ mH}$ et $C = 10 \text{ uF}$.

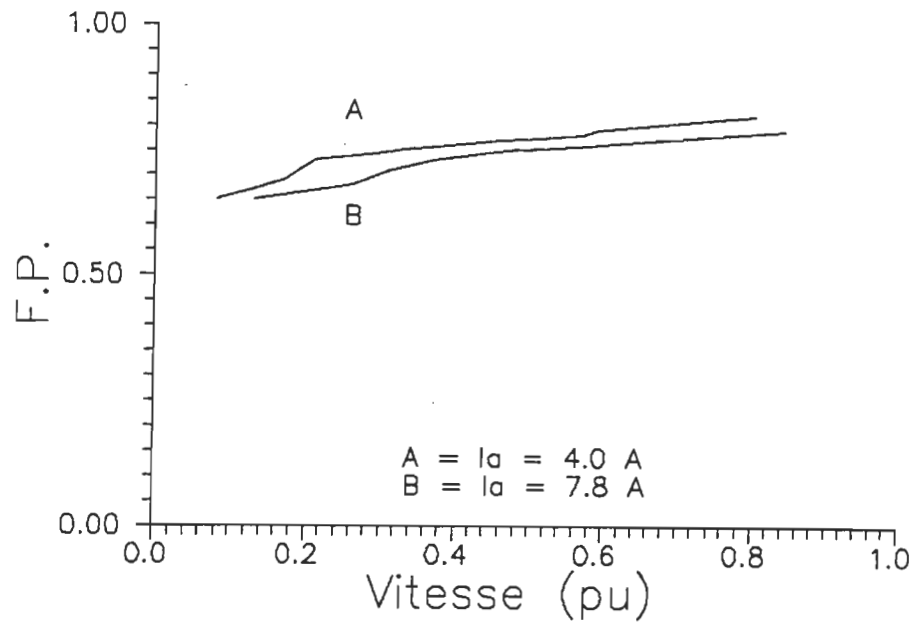


Figure 6.56. Facteur de puissance du convertisseur proposé en moteur pour un nouveau filtre de ligne.

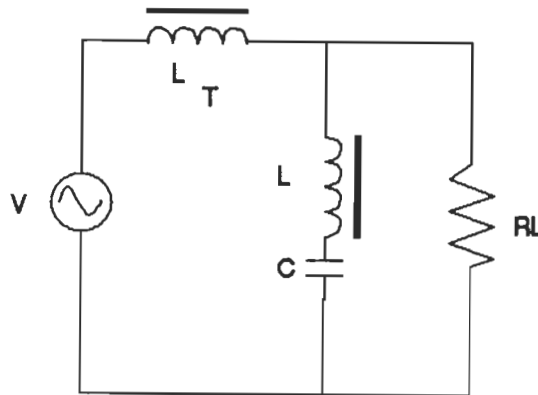


Figure 6.57 Filtre de ligne permettant d'optimiser l'écoulement de puissance réactive.

Pour terminer cette section, la figure 6.58 montre la comparaison des facteur de distorsion et de déplacement mesurés avant et après le filtre de ligne pour un fonctionnement à couple constant. On peut voir que le facteur de distorsion a été grandement amélioré par la présence du filtre de ligne et que le facteur de distorsion a subi une diminution importante à basse vitesse à cause justement d'une valeur élevée de la résistance équivalente du convertisseur vue du filtre. Le facteur de distorsion est défini par:

$$F_{\text{dist.}} = I_1 / I_{\text{rms}}$$

I_1 - composante fondamentale du courant

I_{rms} - valeur efficace du courant

le facteur de déplacement est défini par:

$$F_{\text{déplac.}} = \cos(\phi_1)$$

ϕ_1 - angle entre la fondamentale de courant et la tension d'alimentation.

6.5.2 Contenu harmonique du côté moteur

En ce qui a trait au contenu harmonique du côté moteur, il est directement déterminé par la fréquence du hacheur et par conséquent, il est identique à celui discuté au chapitre 3. Il est alors intéressant de le comparer avec le convertisseur à thyristor en pont de Graëtz au niveau du taux d'ondulation "Ripple Factor" pour faire ressortir l'effet du contenu harmonique sur le courant moteur. La figure 6.59 montre le comportement du taux d'ondulation pour les deux types de convertisseur.

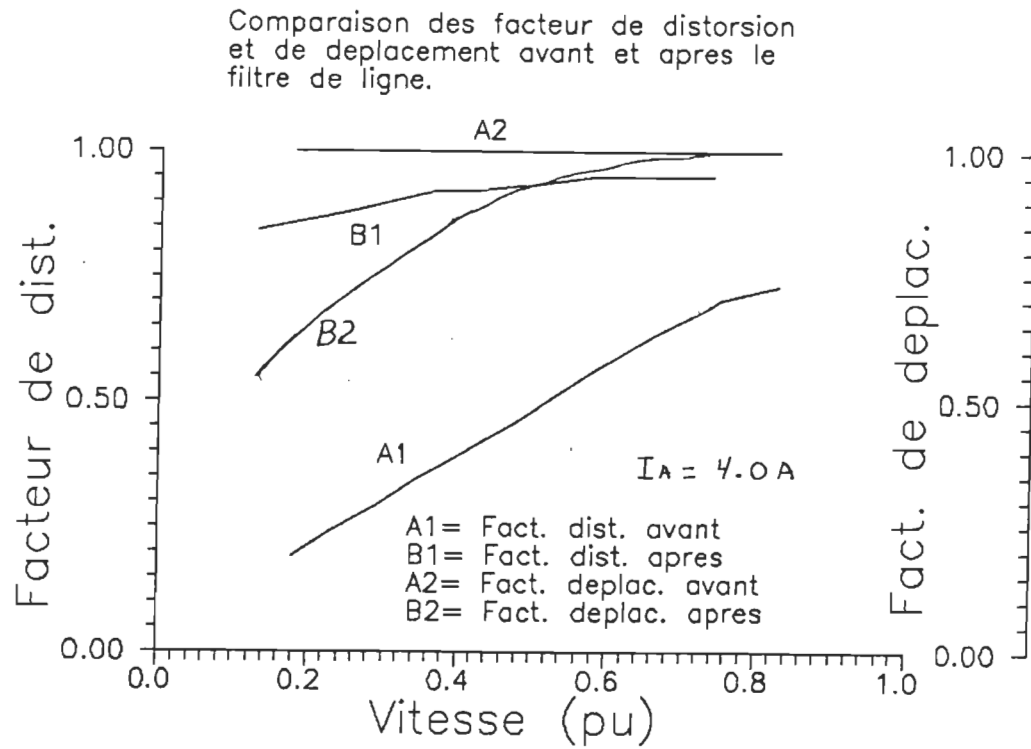


Figure 6.58 Comparaison des facteurs de distorsion et de déplacement avant et après le filtre de ligne pour le convertisseur proposé.

Comme le "Ripple Factor" est défini par:

$$R_{\text{fcatt.}} = (I_{\text{rms}}^2 - I_a^2)^{.5} / I_a$$

il représente directement l'amplitude de l'ondulation de courant par rapport au courant moyen. La figure précédente montre bien que le pont de Graëtz a un taux d'ondulation très supérieur à celui obtenue avec le convertisseur proposé pour un fonctionnement à 3.84 kHz. Il faut aussi noter que la fréquence de découpage du hacheur est inversement proportionnel au taux d'ondulation. Les figures 6.60 et 6.61 montrent le fonctionnement du hacheur pour diverse fréquence de fonctionnement et pour le même couple de charge.

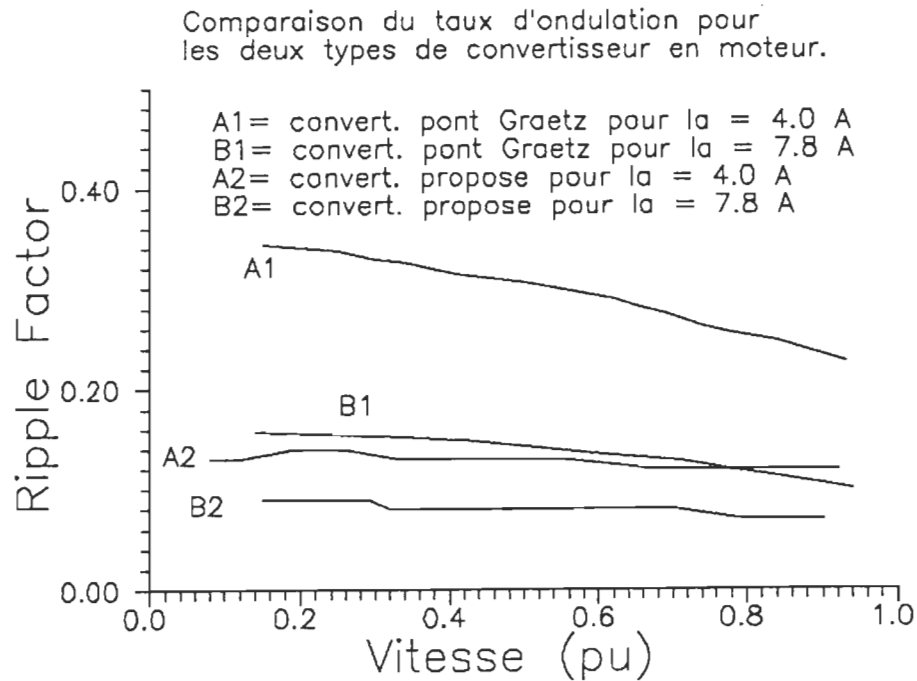


Figure 6.59 Comparaison du taux d'ondulation entre un pont à thyristor de Graetz et le convertisseur proposé alimenté en triphasé.

6.5.3 Contenu harmonique du côté réseau

En ce qui a trait au contenu harmonique du côté réseau d'alimentation, on a utilisé le programme de simulation "I1 .bas", en annexe 4, pour calculer les composantes harmoniques les plus importantes soit: I1, I5, I7, I63 et I65. On a ensuite représenté leur évolution en fonction de la vitesse, ou de l'indice de modulation, pour différents points de fonctionnement à couple constant. Les figures 6.62 et 6.63 montrent les résultats obtenus.

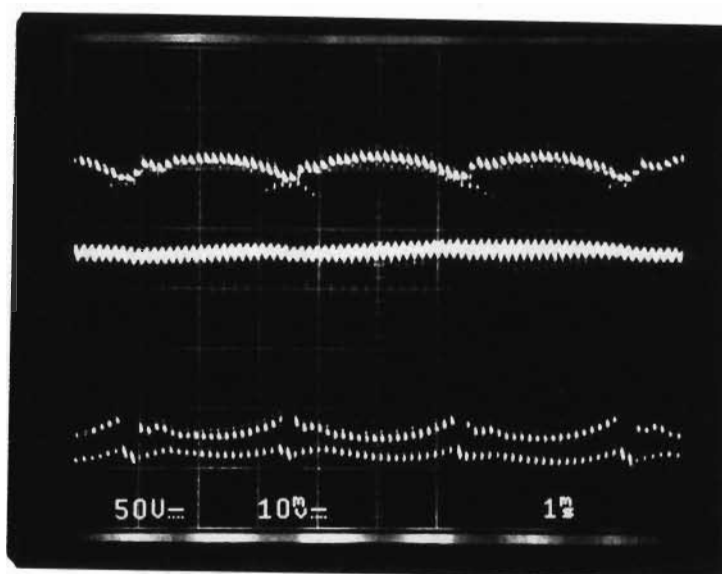


Figure 6.60 Représentation du taux d'ondulation pour un fonctionnement à 7.68 kHz et un courant moyen I_a de 4 A. $V_a = 50\text{V/div}$ et $I_a = 5\text{A/div}$.

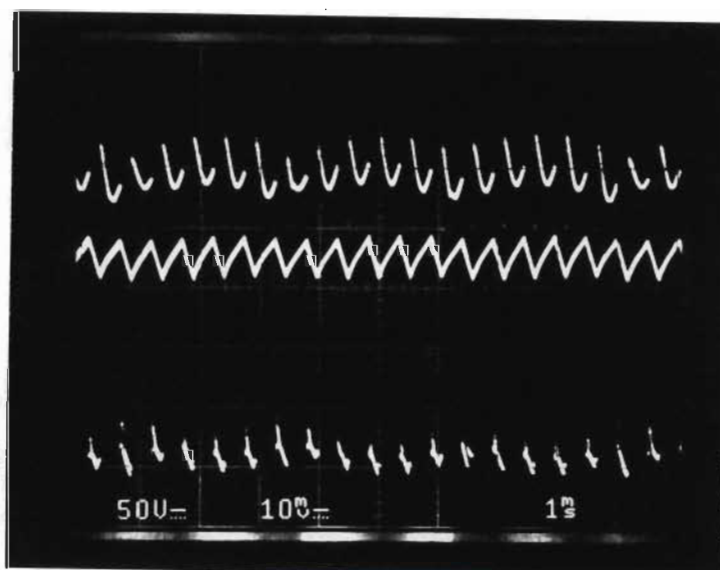


Figure 6.61 Représentation du taux d'ondulation pour une fréquence de 1.92 kHz. $V_a = 50\text{V/div}$ et $I_a = 5\text{A/div}$.

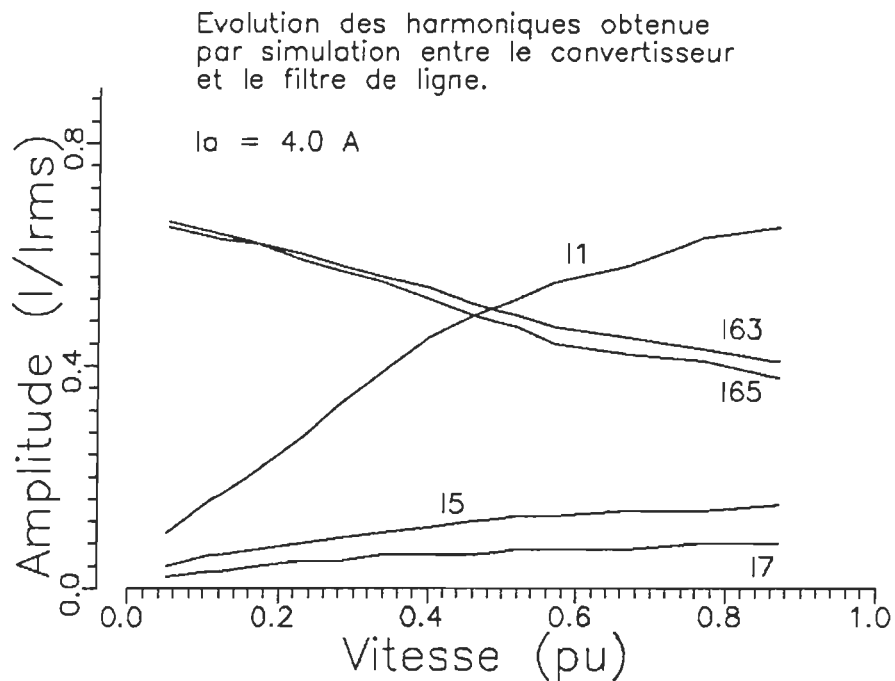


Figure 6.62. Evolution des harmoniques obtenues par simulation directement à l'entrée du convertisseur pour un courant $I_a = 4.0 \text{ A}$.

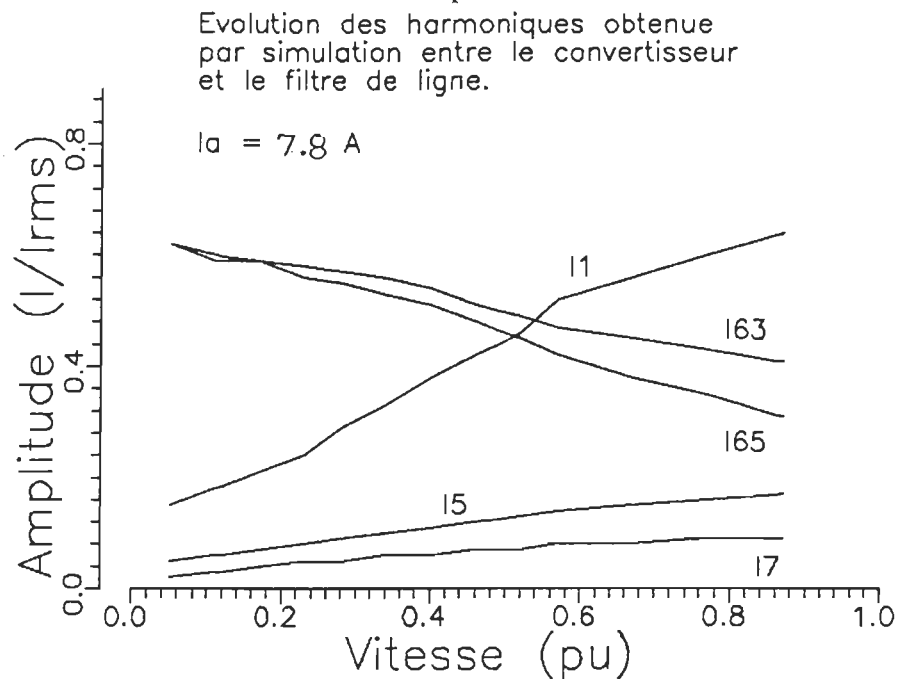


Figure 6.63. Evolution des harmoniques obtenues par simulation directement à l'entrée du convertisseur pour un courant $I_a = 7.8 \text{ A}$.

Par la suite, les mêmes mesures ont été prises en pratique et ont données les figures 6.64 et 6.65 pour les mêmes points d'opération.

On peut remarquer sur les figures 6.61 et 6.62 que la composante fondamentale a une évolution croissante tandis que les harmoniques 63 et 64, produites par la fréquence du hacheur qui est à 64 fois la fréquence du réseau, décroissent pour une augmentation du rapport cyclique. Ceci représente un comportement parfaitement normal car, si on considère un rapport cyclique de 1, on retrouve un simple pont de diode avec un facteur de distorsion de l'ordre de 0.955. Il faut aussi noter que dans les résultats obtenus par simulation, le rapport cyclique de 1 correspond à une vitesse de l'ordre de 120 pu. du à l'utilisation d'une tension maximale de 110 V pour un moteur ayant une tension d'alimentation nominale de 90 V. De plus, le courant efficace a été posé constant et égale à celui d'un pont de diode pour tous les résultats obtenus, ce qui entraîne une faible erreur dans les résultats.

Les figures 6.63 et 64 permettent de constater une différence dans les amplitudes de I_{63} et I_{64} principalement. Cette différence s'explique facilement par la présence du filtre tampon qui n'est pas présent dans la simulation. Ce filtre a pour effet, comme discuté en 6.3.3, de limiter l'inversion instantanée du courant sur les lignes d'entrée. Par conséquent, les harmoniques I_{63} et I_{65} se trouvent nettement atténuées.

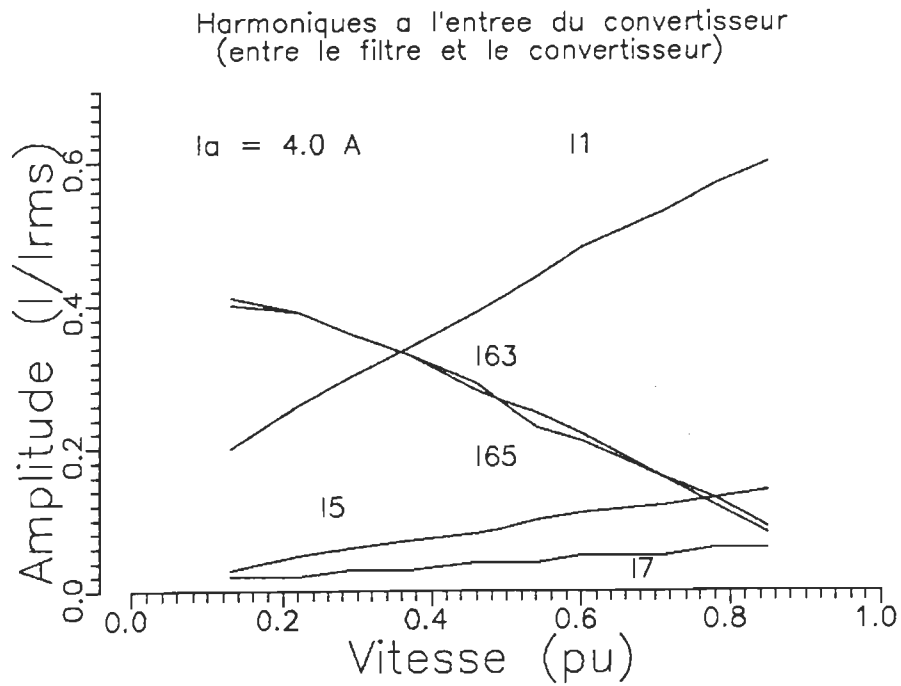


Figure 6.64. Evolution des harmoniques mesurées en pratique directement

à l'entrée du convertisseur pour un courant $I_a = 4.0 \text{ A}$.

Harmoniques à l'entrée du convertisseur
(entre le filtre et le convertisseur)

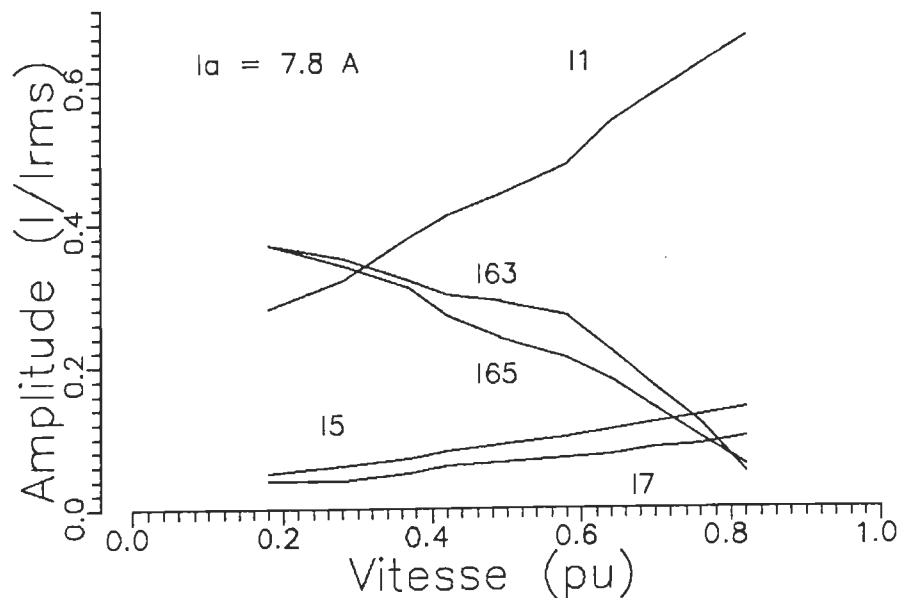


Figure 6.65. Evolution des harmoniques mesurées directement à l'entrée du convertisseur pour un courant $I_a = 7.8 \text{ A}$.

Regardons maintenant le comportement du contenu harmonique vu du réseau d'alimentation, c'est-à-dire incluant le filtre de ligne proposé au chapitre 4. Les figures 6.66 et 6.67 montrent ce comportement pour les mêmes conditions de fonctionnement que dans les figures précédentes. Il faut aussi noter que les figures 6.62 à 6.65 utilisent comme base de comparaison le courant I_{rms} qui dans ce cas, est presque constant et d'une valeur plus faible d'un facteur 0,82 que le courant I_a dans le cas d'un redresseur triphasé. Par contre, pour les figures 6.66 à 6.69, le courant de base utilisé est celui du moteur car, il est maintenu constant tout au long des essais comparativement au courant I_{rms} qui suit l'évolution de la puissance transmise au moteur.

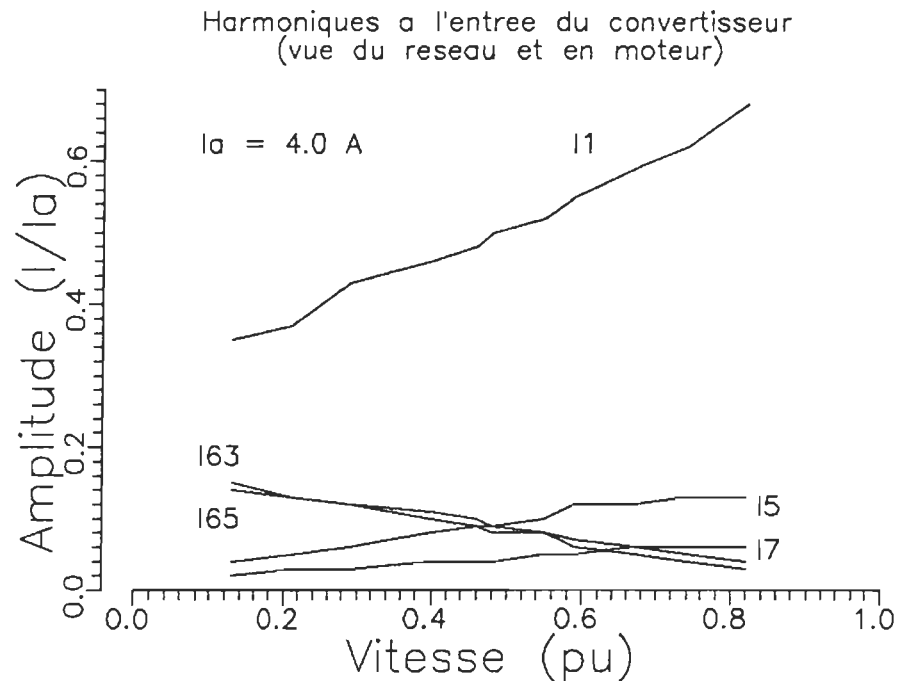


Figure 6.66. Comportement des harmoniques côté réseau pour un courant moteur $I_a = 4.0 \text{ A}$.

Comme on pouvait s'y attendre, les composantes I63 et I65 sont fortement atténuées et presque complètement éliminées par le filtre de ligne laissant les composantes I1, I5 et I7 presque inchangées et un facteur de distorsion très supérieur à celui obtenu sans filtrage.

Les figures 6.68 et 6.69 montrent le fonctionnement en récupération d'énergie pour les mêmes couples de fonctionnement que les figures 6.64 et 6.65.

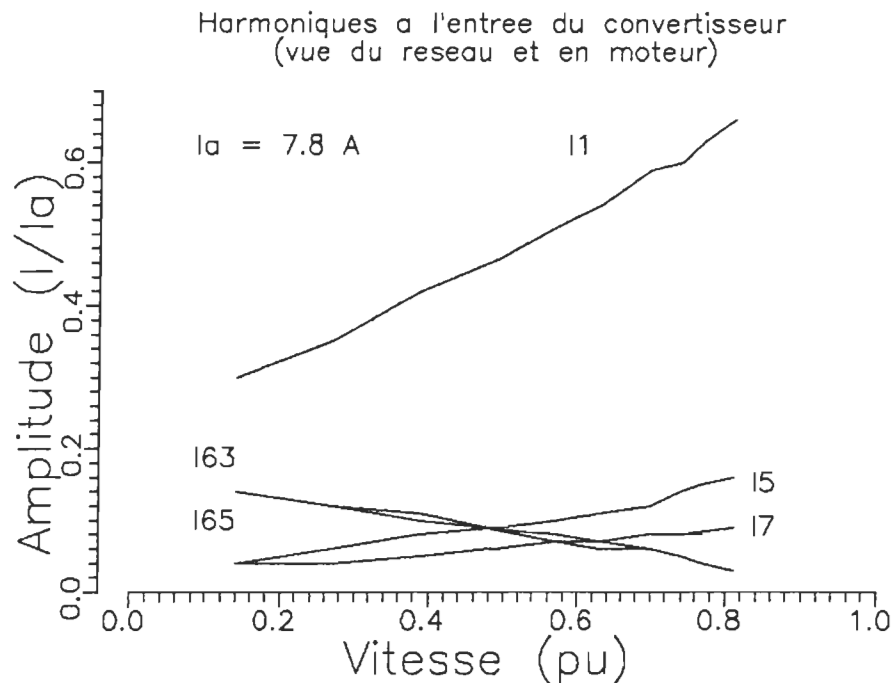


Figure 6.67. Comportement des harmoniques côté réseau pour un courant moteur $I_a = 4.0 \text{ A}$.

On s'aperçoit que les valeurs des composantes I1, I63 et I65 diffèrent beaucoup du fonctionnement en moteur. Ceci s'explique premièrement et principalement par un rapport cyclique beaucoup plus faible, pour le même courant moteur, en freinage qu'en moteur.

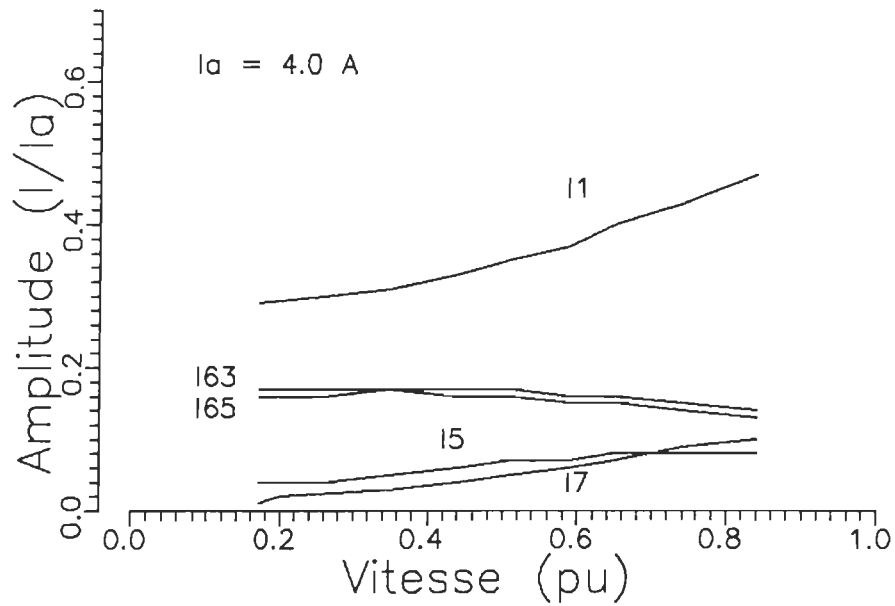


Figure 6.68. Evolution des harmoniques pour un fonctionnement en récupération d'énergie et un couple de freinage correspondant à $I_a = 4.0 \text{ A}$.

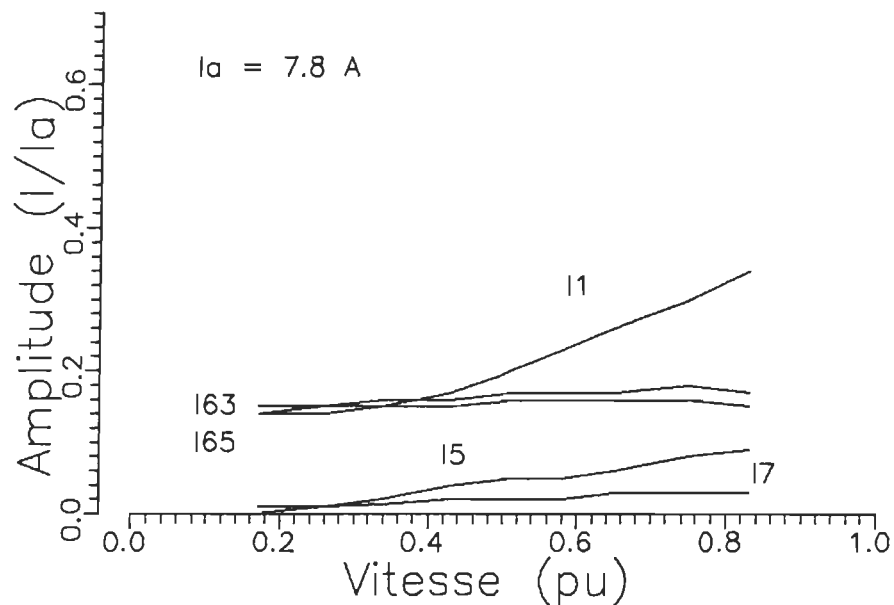


Figure 6.69. Evolution des harmoniques pour un fonctionnement en récupération d'énergie et un couple de freinage correspondant à $I_a = 7.8 \text{ A}$.

Deuxièmement, la sollicitation continue des transistors de récupération entraîne des pointes de courant lors des commutations d'un TBCD à l'autre, ce qui fait augmenter le niveau de distorsion dans le courant de ligne. Ce phénomène est expliqué au point 6.3.3.

6.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté les résultats et simulations du convertisseur dans ses versions monophasé et triphasé. On peut en conclure que le convertisseur triphasé offre des performances nettement supérieures à celui du monophasé. Les résultats obtenus dénotent une très bonne corrélation entre les résultats simulés et ceux mesurés en pratique. De plus, les mesures du facteur de puissance et du contenu harmonique montrent bien la viabilité du convertisseur proposé par des performances nettement supérieures à celles obtenues avec un convertisseur en pont de Graëtz.

CHAPITRE 7

CONCLUSION

Ce chapitre présente les conclusions générales des travaux effectués tout au long de cette thèse.

7.1 Résultats obtenus

Les résultats obtenues correspondent bien à ceux espérés et sont discutés en détail dans chacune des versions développées.

7.1.1 Convertisseur monophasé

Le convertisseur monophasé offre maintenant la possibilité d'obtenir le freinage en récupération sans être soumis à une logique de commande comme c'est le cas pour le montage anti-parallèle conventionnel. De plus, la possibilité d'éliminer complètement le fonctionnement avec discontinuité de courant, par une commande adéquate, et l'amélioration du niveau d'intégration, qui fait augmenter le rapport puissance/poids, sont deux autres avantages importants de ce type de convertisseur. Par contre, une série de désavantages rendent ce type de convertisseur moins attrayant. Par exemple, l'ondulation importante de courant à 120 Hz dans le moteur ainsi que le passage instantané de moteur à freinage lors d'un fonctionnement à haute vitesse et faible couple sont des problèmes importants. Pour résoudre ces problèmes le convertisseur triphasé a été développé.

7.1.2 Convertisseur triphasé

Le convertisseur triphasé offre des performances très supérieures à sa version monophasée simplement par la présence d'une tension redressée ayant un taux d'ondulation très faible. Comme la valeur moyenne de la tension redressée a une valeur toujours supérieure à la force contre électromotrice, le freinage ne peut se faire sans que la commande du hacheur l'exige.

En ce qui a trait au facteur de puissance et au contenu harmonique, on peut constater une amélioration marquée de ces derniers par rapport au convertisseur en pont de Graëtz. Par contre, si on se compare avec le convertisseur utilisant un filtre intermédiaire, les performances du côté moteur restent inchangées tandis que les performances du côté réseau subissent une légère détérioration. Cette détérioration du facteur de puissance peut être compensée par l'addition de la possibilité du freinage par récupération d'énergie qui n'est pas présente dans les convertisseurs conventionnels utilisant un hacheur de courant. Il faut aussi noter que le rapport puissance/poids est de beaucoup supérieur au convertisseur utilisant un filtre intermédiaire car l'étage de filtration du courant continu est complètement éliminé. De plus, les circuits de contrôle de la tension de la barre à courant continue, étant éliminés par l'utilisation du freinage en récupération, le contrôle global du convertisseur se trouve significativement simplifié si on considère que le modulateur peut être réalisé de façon analogique.

Les points les moins avantageux du convertisseur proposé sont principalement: le fonctionnement à haute fréquence, qui le limite automati-

quement en puissance, et son rendement qui est directement affecté par une masse importante de semiconducteurs.

7.2 Applications du convertisseur

La plus belle application de ce convertisseur est, bien sûr, le contrôle de déplacement des axes d'un robot qui doit avoir des accélérations ainsi que des décélérations maximales. Avec le convertisseur développé, on a plus besoin de se soucier de l'élévation en température des résistances de freinage et par conséquent, le facteur de service se trouve énormément amélioré. Une autre application de ce type de convertisseur est le dynamomètre utilisé pour mesurer les performances d'un entraînement à courant continu ou à courant alternatif. On pourrait aussi utiliser ce convertisseur pour contrôler une machine à courant continu en utilisant 3 hacheur de courant à quatre quadrants reliés à un même redresseur de tête bi-directionnel en courant. Il existe sûrement toute une série d'application dans laquelle on pourrait implanter le convertisseur proposé ici afin d'optimiser les performances obtenues.

7.3 Développement futur

Même si le convertisseur offre déjà des performances très respectables, plusieurs travaux de recherche peuvent être entrepris afin d'optimiser encore plus les performances de ce type de convertisseur. Par exemple, il serait très intéressant de faire des essais avec d'autres type de modulation que la modulation égale de largeur d'impulsion. De plus, l'implantation d'un régulateur de courant de type fourchette dans une application comme dynamomètre, permettrait des temps de réponse extrêmement rapide et permettrait de simuler facilement une variation

instantannée d'inertie, ce qui est très difficile à faire avec un convertisseur conventionnel. Le choix d'un filtre de ligne plus performant pourrait être étudié attentivement, ce qui aurait pour effet d'optimiser vraiment le facteur de puissance sur toute la plage de fonctionnement. Un dernier point que j'aimerais souligner serait d'utiliser dans une version ultérieure un modulateur numérique de 12 bits au lieu de 8 bits afin d'obtenir un degré de liberté plus élevé, ce qui permettrait une plus grande précision dans le contrôle du courant et par conséquent, diminuerait les oscillations de courant pour un bit de variation de la commande.

Pour terminer, j'aimerais souligner que ces convertisseurs ont été développés dans un intervalle de huit mois, ce qui a demandé un nombre incalculable d'heures de travail avant d'arriver à un produit vraiment performant dont les performances, mesurées et simulées, correspondent bien aux attentes de ce nouveau type de convertisseur.

BIBLIOGRAPHIE

- Normes de présentation des travaux de recherche dans les programmes d'études avancées. Université du Québec à Trois-Rivières, Janvier 1983.
- Cajolet-Laganière, H., Collinge, P., Laganière, G. Rédaction technique et administrative (2e ed.). Sherbrooke: Editions Laganière, 1986.
- Joos, G., Goodman, E. D., Entraînement à courant continu. Montréal: Presse de l'université du Québec, 1987.
- Lander, C. W., Power Electronics. Great Britain: Cambridge University Presse, 1981.
- Bühler, H., Electronique de puissance (2e ed.). Lausanne: Dunod, 1981.
- Séguier, G., Electronique de puissance (2e ed.). France: Dunod, 1979.
- Dewan, S. B., Straughen, A., Power Semiconductor Circuits. New York: John Wiley & Sons, 1975.
- Divan, D. M., Barton, T. H. "Harmonic Reduction in Synchronous Chopper-Converter Cominations". IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-21, March/April 1985, pp 382-389.
- Schauder, C., "A Regenerative Two-Quadrant Converter for DC-Link Voltage Source Inverters". IEEE IAS. Conf. Rec., 1988, pp 954-960.
- Prasad, D. NVPR, Doradla, S. R., Murthy, YVVS, "Versatile Digital Firing Schemes for Pulse-Wtdth Modulated AC-DC Converters". IEEE IAS Conf. Rec., 1984, pp. 826-833.
- Yeotikar, S. P., Doradla, D. R., Sachchidanand, "Digital Simulation of a Three-Phase AC-DC PWM Converter Motor System Using a New State Space Converter Model". IEEE IAS Conf. Rec., 1986, pp 672-678.
- Dixon, J. W., "Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier". IEEE Trans. Ind. Elec. Vol. 35, November 1988, pp 508-515.
- Christiansen, C. F., Valla, M. I., Rivetta, C. H., "A Synchronization Technique for Static Delta-Modulated PWM Inverters". IEEE Trans. Ind. Elec. Vol. 35, November 1988, pp 502-507.

- Shahrodi, E. B., Dewan, S. B., "Steady State Characteristics of the Six-Pulse Bridge Rectifier with Input Filter". IEEE IAS Conf. Rec., 1984, pp 840-845.
- Boost, M. A., Ziogas, P. D., "State-of-the-Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 24, March/April 1988, pp 271-280.
- Ziogas, P. D., Kang, Y., Stefanovic, V. R., "PWM Control Techniques for Rectifier Filter Minimisation", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-21, Sept/Oct 1985, pp 1206-1213.

REFERENCES

- [1] Joos, G., Balasingham, K., "A Single-Phase Fully-Regenerative Converter for Chopper Controlled DC Drives". Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1988, pp 333-336.
- [2] Doradla, S. R., Nagamani, C., Sanyal, S., "A Sinusoidal Pulsewidth Modulated Three-Phase AC to DC Converter-Fed DC Motor Drive". IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-21, Nov/Dec 1985, pp 1394-1408.
- [3] Doradla, S. R., Mandal, S. K., "A Three-Phase AC to DC Power Transistor Converter Controlled DC Motor Drive", IEEE IAS Conf. Rec. 1986, pp. 252-257.
- [4] Kataoka, T., Mizumachi, K., Miyairi, S., "A Pulsewidth Controlled AC to DC Converter to Improve Power Factor and Wave Form of AC Line Current", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-15, Nov/Dec 1979, pp 670-675.
- [5] Doradla, S. R., Sanyal, S., "A Three-Phase AC-DC SPWM Converter-Fed DC Series Motor Drive", IEEE IAS Conf. Rec., 1987, pp 420-425.
- [6] Malesani, L., Paolo, T., "Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC current and Minimum Filter Requirements", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-23, Jan/Feb 1987, pp. 71-77.
- [7] Destobbeleer, E., Segulier, G., Castelain, A., "AC-DC Converter Minimising Induced Harmonics in Industrial power Systems", PESC Conf. Rec., 1985, pp 573-580.
- [8] Inaba, H., Shima, S., Ueda, A., Ando, T., Kurosawa, T., Sakai, Y., "A New Speed Control System for DC Motors Using GTO Converter and its Application to Elevators", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-21, March/April 1985, pp 391-396.
- [9] Stefanovic, V. R., "Power Factor Improvement with Modified Phase-Controlled Converter", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-15, March/April 1979, pp 193-201.
- [10] Ohnishi, t., Okitsu, H., "Bias Voltage Controlled Three-Phase Converter with High Power Factor", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-16, Sept/Oct 1980, pp 700-706.
- [11] Joos, G., Goodman, E. D., "Modelling the Discontinuous Conduction Mode in Converter Fed Drives", IEEE IAS Conf. Rec., 1983, pp 766-770.

- [12] Joos, G., "A High Performance Direct Current Dynamometer", McGill University, Master Degree Thesis, Montreal, 1984, pp 58-64.
- [13] Cyr, C., "Dynamomètre de haute performance", Ecole de technologie supérieure, U. de Q., 1984, pp 76-80.

ANNEXE 1

Eléments de puissance

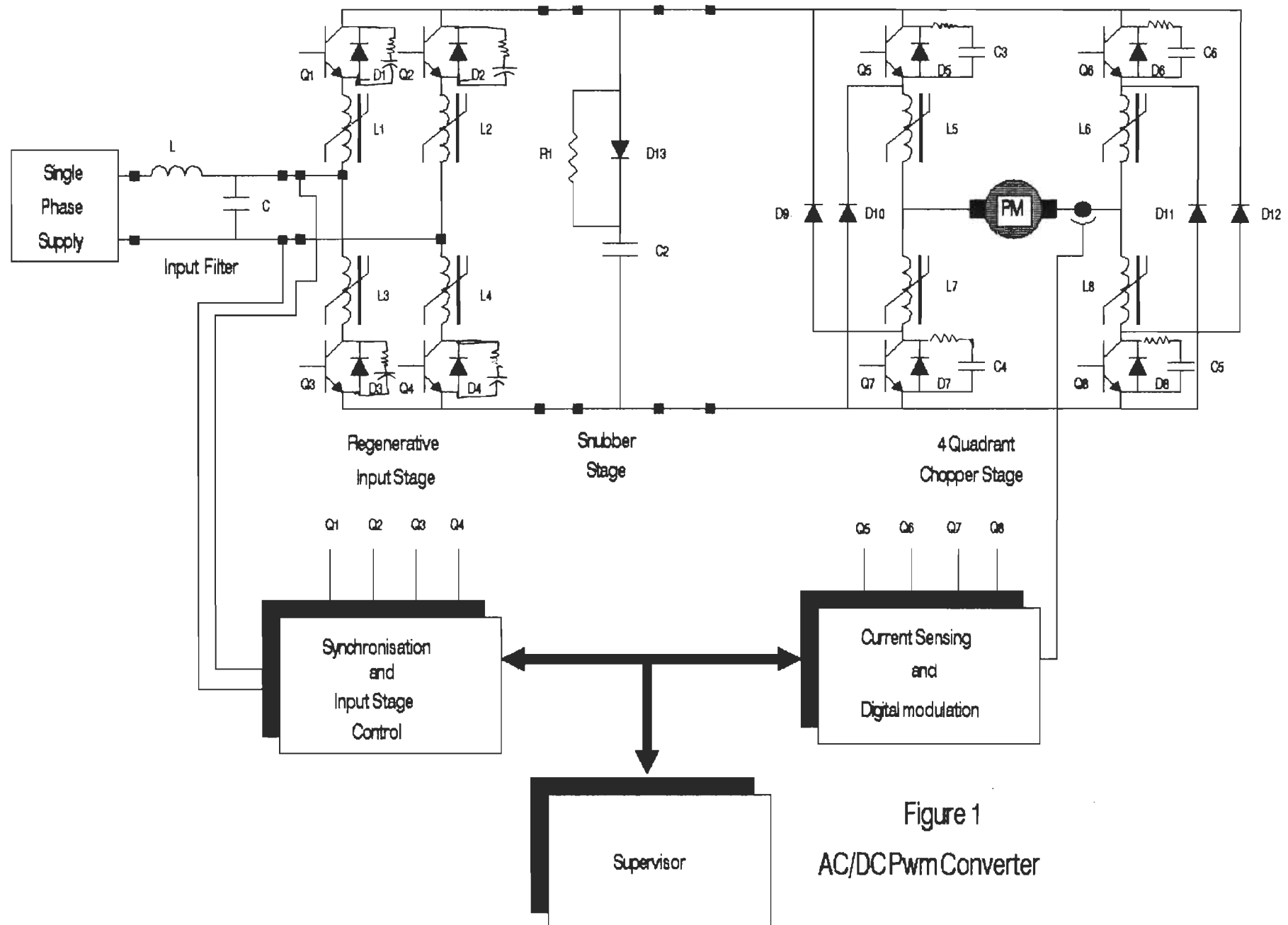
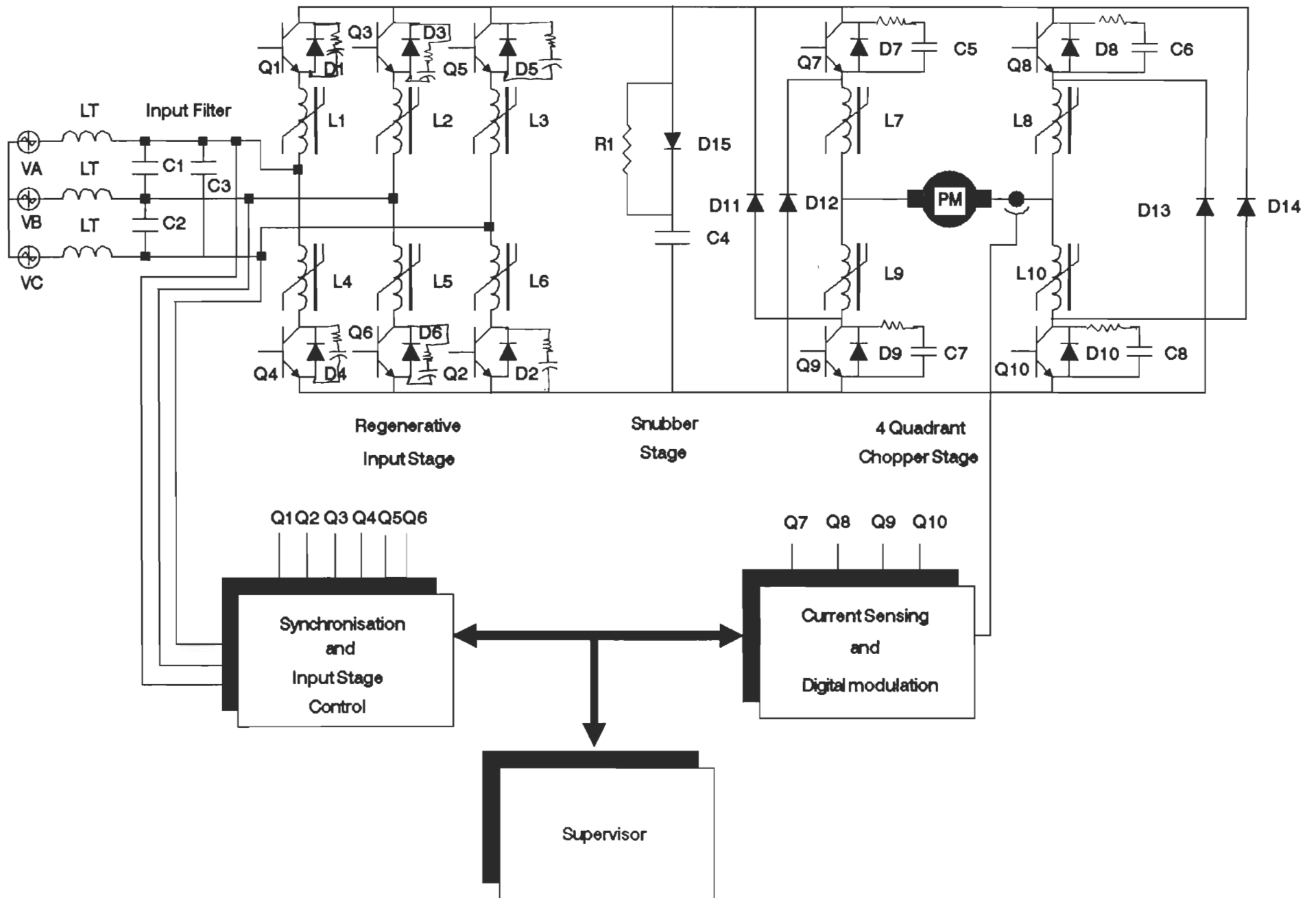


Figure 1
AC/DC Pwm Converter





LAZARE ELECTRONICS LTD.
15837 GOUIN BLVD. WEST, STE GENEVIEVE, P.Q., H9H 1C5
TEL: (514) 620 1230

COLOR CODE SHEET FOR TRANSFORMER NO. LH 9639

26 VA 1 PH 60 HZ

PRIMARY VOLTAGE LEAD COLOUR

	0	WHITE
	115	BLACK

MAX. OF 2 SECS. USED AT ONE TIME

SECONDARY NO	VOLTAGE	LEAD COLOUR	CURRENT
	6.3	RED	1 AMP.
	0	YELLOW	
	6.3	RED	
SECONDARY NO 2	6.3	BLUE	1 AMP.
	0	YELLOW	
	6.3	BLUE	
SECONDARY NO 3	6.3	ORANGE	1 AMP.
	0	YELLOW	
	6.3	ORANGE	
SECONDARY NO 4	6.3	RED	1 AMP.
	0	YELLOW	
	6.3	RED	
SECONDARY NO 5	6.3	BLUE	1 AMP.
	0	YELLOW	
	6.3	BLUE	
SECONDARY NO 6	6.3	ORANGE	1 AMP.
	0	YELLOW	
	6.3	ORANGE	

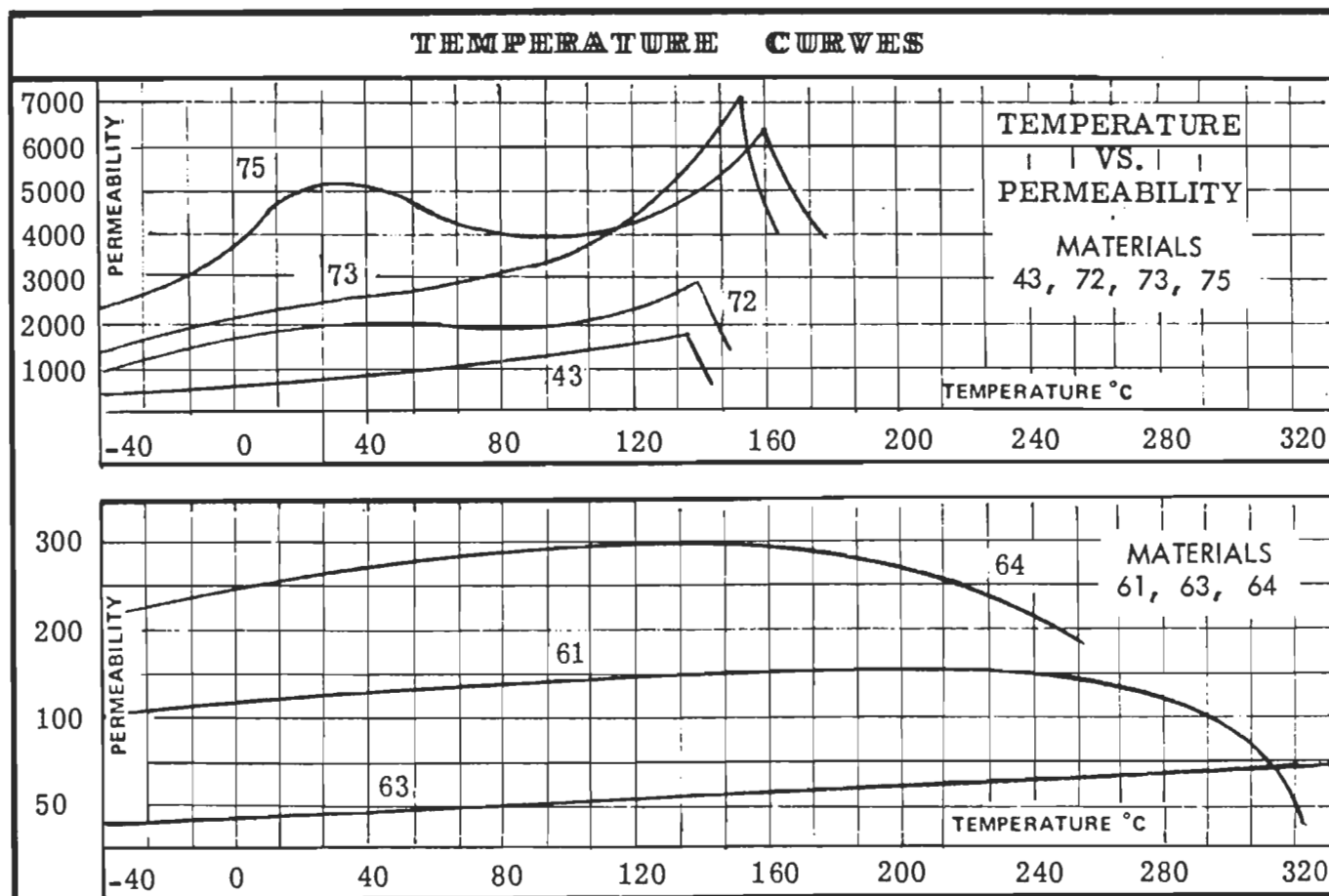
FERRITE TOROIDAL CORES

Ferrite material # 43		for resonant circuits				permeability 850	
core number (stock item)	outer dia. (inches)	inner dia. (inches)	height (inches)	l_e (cm)	A_e (cm) ²	V_e (cm) ³	A_L value mh/1000 t
FT-23-43	.230	.120	.060	1.34	.021	.029	188
FT-37-43	.375	.187	.125	2.15	.076	.163	420
FT-50-43	.500	.281	.188	3.02	.133	.401	523
FT-50-A-43	.500	.312	.250	3.68	.152	.559	570
FT-50-B-43	.500	.312	.500	3.18	.303	.964	1140
FT-82-43	.825	.516	.250	5.26	.246	1.290	557
FT-114-43	1.142	.750	.295	7.42	.375	2.790	603
FT-140-43	1.400	.900	.500	9.02	.806	7.280	952
FT-240-43	2.400	1.400	.500	14.80	1.610	23.900	1239
Ferrite material # 72		for resonant circuits				permeability 2000	
core number (stock items)	outer dia. (inches)	inner dia. (inches)	height (inches)	l_e (cm)	A_e (cm) ²	V_e (cm) ³	A_L value mh/1000 t
FT-23-72	.230	.120	.060	1.34	.021	.029	396
FT-37-72	.375	.187	.125	2.15	.076	.163	884
FT-50-72	.500	.281	.188	3.02	.133	.401	1100
FT-50-A-72	.500	.312	.250	3.68	.152	.559	1200
FT-50-B-72	.500	.312	.500	3.18	.303	.964	2400
FT-82-72	.825	.516	.250	5.26	.246	1.290	1172
→ FT-114-72	1.142	.750	.295	7.42	.372	2.790	1270
FT-140-72	1.400	.900	.500	9.02	.806	7.280	2240
FT-240-72	2.400	1.400	.500	14.80	1.610	23.900	3133
Ferrite material # 75		for resonant circuits				permeability 5000	
core number (stock items)	outer dia. (inches)	inner dia. (inches)	height (inches)	l_e (cm)	A_e (cm) ²	V_e (cm) ³	A_L value mh/1000 t
FT-23-75	.230	.120	.060	1.34	.021	.029	995
FT-37-75	.375	.187	.125	2.15	.076	.163	2220
FT-50-75	.500	.281	.188	3.02	.133	.401	2740
FT-50-A-75	.500	.312	.250	3.68	.152	.559	2990
FT-82-75	.825	.516	.250	5.26	.246	1.290	2940
FT-114-75	1.142	.750	.295	7.42	.375	2.790	3170
Ferrite material # 77		for power applications				permeability 2000	
core number (stock items)	outer dia. (inches)	inner dia. (inches)	height (inches)	l_e (cm)	A_e (cm) ²	V_e (cm) ³	A_L value mh/1000 t
FT-23-77	.230	.120	.060	1.34	.021	.029	396
FT-37-77	.375	.187	.125	2.15	.076	.163	884
FT-50-77	.500	.281	.188	3.02	.133	.401	1100
FT-50-A-77	.500	.312	.250	3.68	.152	.559	1200
FT-50-B-77	.500	.312	.500	3.18	.303	.964	2400
FT-82-77	.825	.516	.250	5.26	.246	1.290	1170
FT-114-77	1.142	.750	.295	7.42	.375	2.790	1270
→ FT-140-77	1.400	.900	.500	9.02	.806	7.280	2240

FERRITE TOROIDAL CORES

MAGNETIC PROPERTIES											
Properties	Ferrite materials										
	68	67	63	61	64	33	43	77	72	73	75
Initial permeability	20	40	40	125	250	800	850	2000	2000	2500	5000
Maximum permeability			125	450	375	1380	3000	6000	3500	4000	8000
Saturation flux density @ 14 oer. (gauss)	H = 40 2000	H = 20 3000	1850	2150	2200	2500	2750	4600	3500	4000	3900
Residual flux density (gauss)	1000	1000	750	1200	1100	1350	1200	1150	1500	2500	1250
Curie temperature (°C)	500	500	450	350	210	150	130	200	150	160	160
Volume resistivity (ohms/cm)	1.0×10^7	1.0×10^7	1.0×10^8	1.0×10^8	1.0×10^8	1.0×10^2	1.0×10^5	1.0×10^2	1.0×10^2	1.0×10^2	5.0×10^2
Temp. coefficients %/°C 20° - 70 °	.06	.13	.10	.15	.15	.10	1.0	.60	.60	.80	.90
Frequency range MHz. resonant circuits	80-180	10-80	15-25	.2-10	.05-4.	.01-1	.01-1.	.001-2.	.001-1.	.001-1.	.001-1.
Frequency range MHz. wide-band circuits	200-1000	25-200	50-500	10-200	5-200	1-50	1-50	.5-30	.5-20	.5-30	.2-10
Frequency range MHz. Choke applications	1000-5000	350-1500	500-2000	200-1000	200-1000	40-150	30-600	10-50	10-50	10-50	5-15

See pages 49 through 60 for further material characteristics. *See pages 42 and 43 for shielding bead and choke applications.



FERRITE TOROIDAL CORES

A_L VALUE CHART for FERRITE TOROIDAL CORES

core size	material number							
	68 $\mu=20$	63 $\mu=40$	67 $\mu=40$	61 $\mu=125$	43 $\mu=850$	77 $\mu=2000$	72 $\mu=2000$	75 $\mu=5000$
FT - 23 --	4.0	7.9	7.9	24.8	188	396	396	995
FT - 37 --	8.8	19.7	19.7	55.3	420	884	884	2220
FT - 50 --	11.0	22.0	22.0	68.8	523	1100	1100	2740
FT - 50 - A --	12.0	24.0	24.0	75.0	570	1200	1200	2990
FT - 50 - B --	- -	48.0	48.0	150.0	1140	2400	2400	- -
FT - 82 - -	11.7	22.4	22.4	73.0	557	1172	1172	2940
FT - 114 --	12.7	25.4	25.4	79.3	603	1270	1270	3170
FT - 114-A --	- -	- -	- -	146.0	- -	- -	- -	- -
FT - 140 --	- -	- -	45.0	140.0	952	2240	2240	- -
FT - 240 --	- -	- -	53.0	171.0	1239	- -	3133	- -

$$\text{number of turns} = 1000 \sqrt{\frac{\text{desired } L \text{ (mh)}}{A_L \text{ value above (mh/1000 t)}}$$

WIRE TURNS CHART for FERRITE TOROIDAL CORES
core size vs. wire size: single layer wound

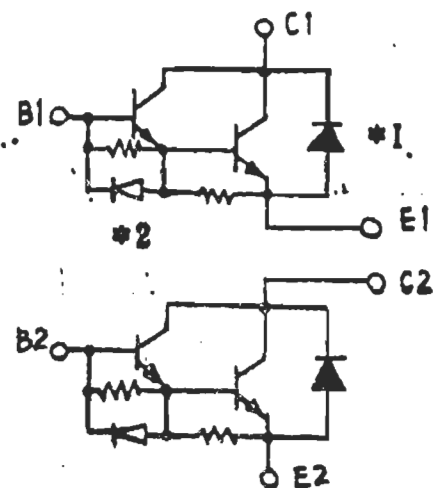
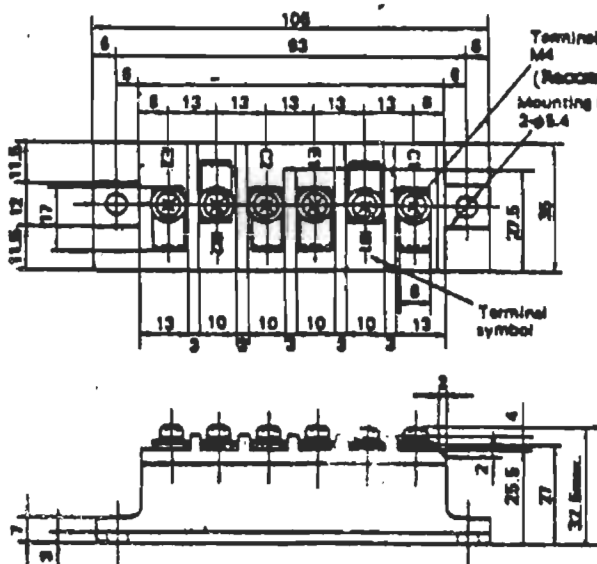
core size	wire size															
	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40
FT-23 --	0	0	0	0	2	4	7	11	15	21	28	37	48	62	79	101
FT-37 --	0	0	2	4	7	11	15	21	28	36	48	61	79	100	127	161
FT-50 --	2	4	7	10	14	19	26	34	45	58	75	95	121	154	194	245
FT-82 --	3	5	8	12	16	22	29	39	51	65	84	106	135	171	216	273
FT-87 --	10	14	19	25	34	43	56	72	92	118	150	188	239	302	374	478
FT-114 --	16	22	29	38	49	63	80	100	131	166	211	263	334	420	527	665
FT-150 --	16	22	29	38	49	63	80	103	131	166	211	264	335	422	529	667
FT-193 --	31	41	53	68	86	109	139	176	223	282	357	445	562	707	886	1115
FT-240 --	36	46	60	77	98	123	156	198	250	317	400	499	631	793	993	1250

Note: Allowance has been made for winding error. A few more turns may be possible with very careful winding and close positioning of each turn.

EVK71-055

1. Outline Drawings

*Insulation Voltage (Terminals to Copper Case)
AC 2500V, 1.0 Minute



*1 : Fast Recovery Diode

*2 : Speed Up Diode

2. Absolute Maximum Ratings (TC=25°C)

Item		Symbol	Maximum Rating	Unit
Collector-Base Voltage		VCBO	600	V
Collector-Emitter Voltage		VCBO	600	V
Collector-Emitter Voltage		VCBO(SUS)	550	V
Emitter-Base Voltage		VEBO	6	V
Collector Current	DC	IC	75	A
	1ms	IC	150	
	DC	-IC	75	
Base Current	DC	IB	4.5	A
	1ms		9	
Collector Dissipation	One Transistor	PC	350	W
	Two Transistor		700	
Operating Temperature		Tj	+150	°C
Storage Temperature		Tstg	-40 ~ +125	°C

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way without the written consent of Fuji Electric Co., Ltd. for express written consent of Fuji Electric Co., Ltd.

	DATE	NAME	APPROVED
DRAWN	July -29-'85	R. Sugama	
CHECKED	JULY -29-'85	H. Higashimura	
REVISIONS			

Fuji Electric Co., Ltd.

DWG. NO.

MT5M5736

1/14

4. Electrical Characteristics (IC=25°C)

Characteristics	Symbol	Conditions	MIN	MAX	Unit
Collector Base Voltage	VCB0	ICB =1mA	600		V
Collector Emitter Voltage	VCB0(SUS)	IC=1A	550		
Collector Emitter Voltage	VCEX(SUS)	IC=150A, VBE=6V VCB =500V, -IB=1A①	580		
Collector Cutoff Current	ICB0	VCB =600V		1.0	mA
Emitter Cutoff Current	IEB0	VBE =6V		100	
Collector Emitter Voltage	-VCB	-IC =75A		1.5	V
DC Current Gain	hFE	IC=75A, VCE =5V	70		--
Collector Saturation Voltage	VCE(sat)	IC=75A		2.0	V
Base Saturation Voltage	VBE(sat)	IB=2A		2.5	
Switching Time	ton	IC=75A IB1 =+2A		3.0	μs
	tstg	IB2 =-2A RL=5 Ω		12.0	
	tf	PW=50μs ②		4.0	
Thermal Resistance	Rth(j-c)	Transistor		0.35	°C/W
		Diode		0.85	
Contact Thermal Resistance	Rth(c-f)	With Thermal Compound ③		TYP 0.05	°C/W

NOTE*

*1 Next page

*2 Next page

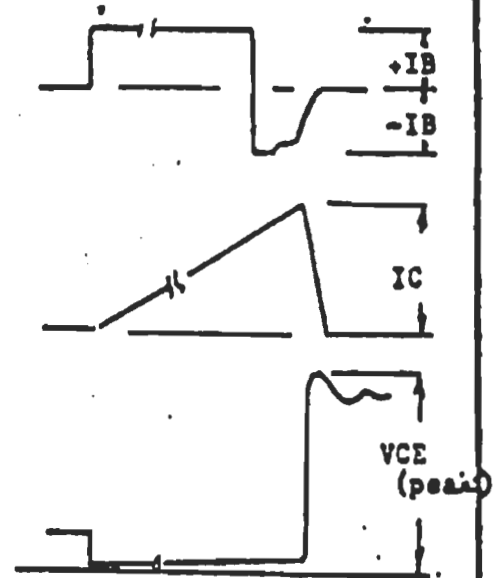
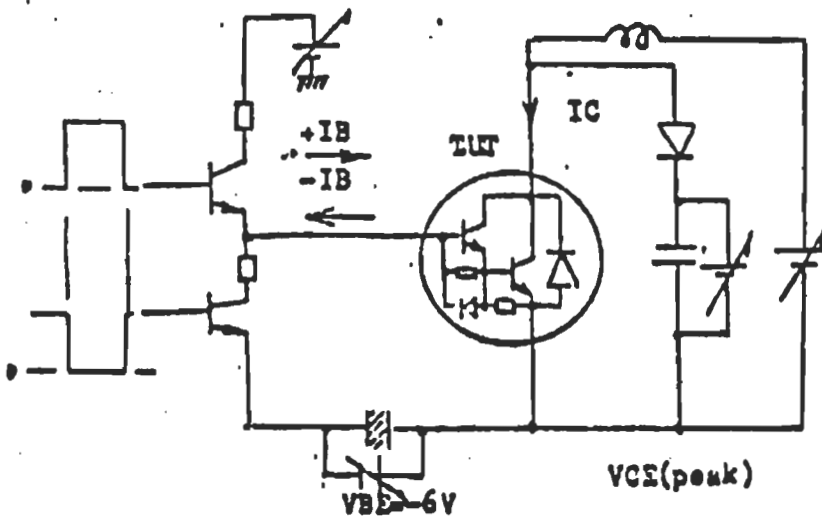
*3 Mounting Screw Torque : 25 ± 5 kg·cm

4. Screw Torque (Terminals) : 15 ± 3 kg·cm

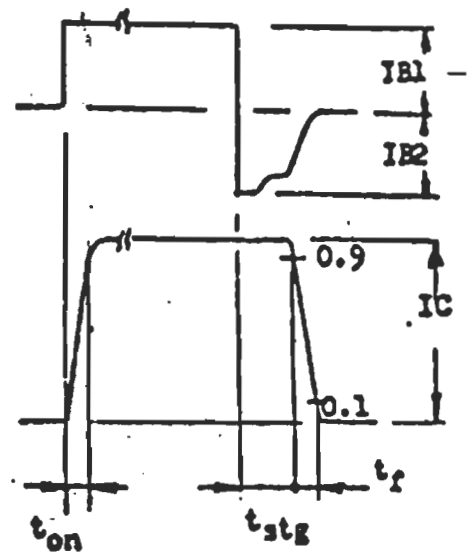
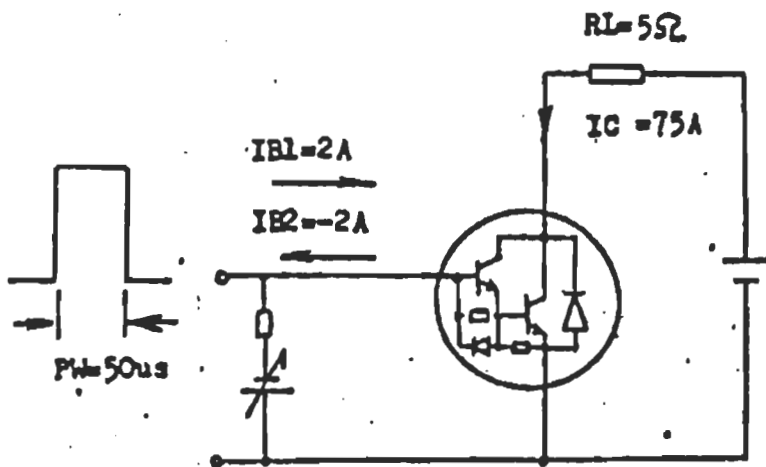
This material and the information herein is the property of Fuji Electric Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party without the written consent of Fuji Electric Co., Ltd.

DATE	NAME	APPROVED	Fuji Electric Co., Ltd.	
DRAWN	- -		DWG. NO.	MT5M5706 2/4
CHECKED	- -			
REVISIONS				

Q1 : VCE(sus) Test Circuit



Q2 : Switching Time Test Circuit



Fuji Electric Co., Ltd. may alter its specifications without notice. This document is for reference only. It is not intended for use in any other manner.

DATE	NAME			
DRAWN				
CHECKED				
REVISIONS				
				MT5M5706 7/14
				Fuji Electric Co., Ltd.

EVK71-055

DC Current, I_{DC}

$$WCE = 5V$$

五

5

05

上海各界救國聯合會

MT 5 M 5706

 $\frac{4}{14}$

Collector-Emitter Saturation Voltage $= V_{CE(sat)}$



EVK71-055

EVK71-055

Base Emitter Voltage

IR = 2A
T₁ = 25°C
T₂ = 125°C
T₃ = 150°C

30°C
25°C
125°C

IV
BE (BASE)

IC
10
5

200

100

50

10

1

0.1

0.01

0.001

0.0001

0.00001

0.000001

0.0000001

0.00000001

0.000000001

0.0000000001

MT5M5706

6/14

1/14

EVK71-055

Switching Time

$T_J = 25^\circ C$

$V_C = 300V$

$I_B = 2A$

(a)

Estg

Switching Time $t_{sw}/\mu s$

0.5

0.3

0.1

5

10

30

50

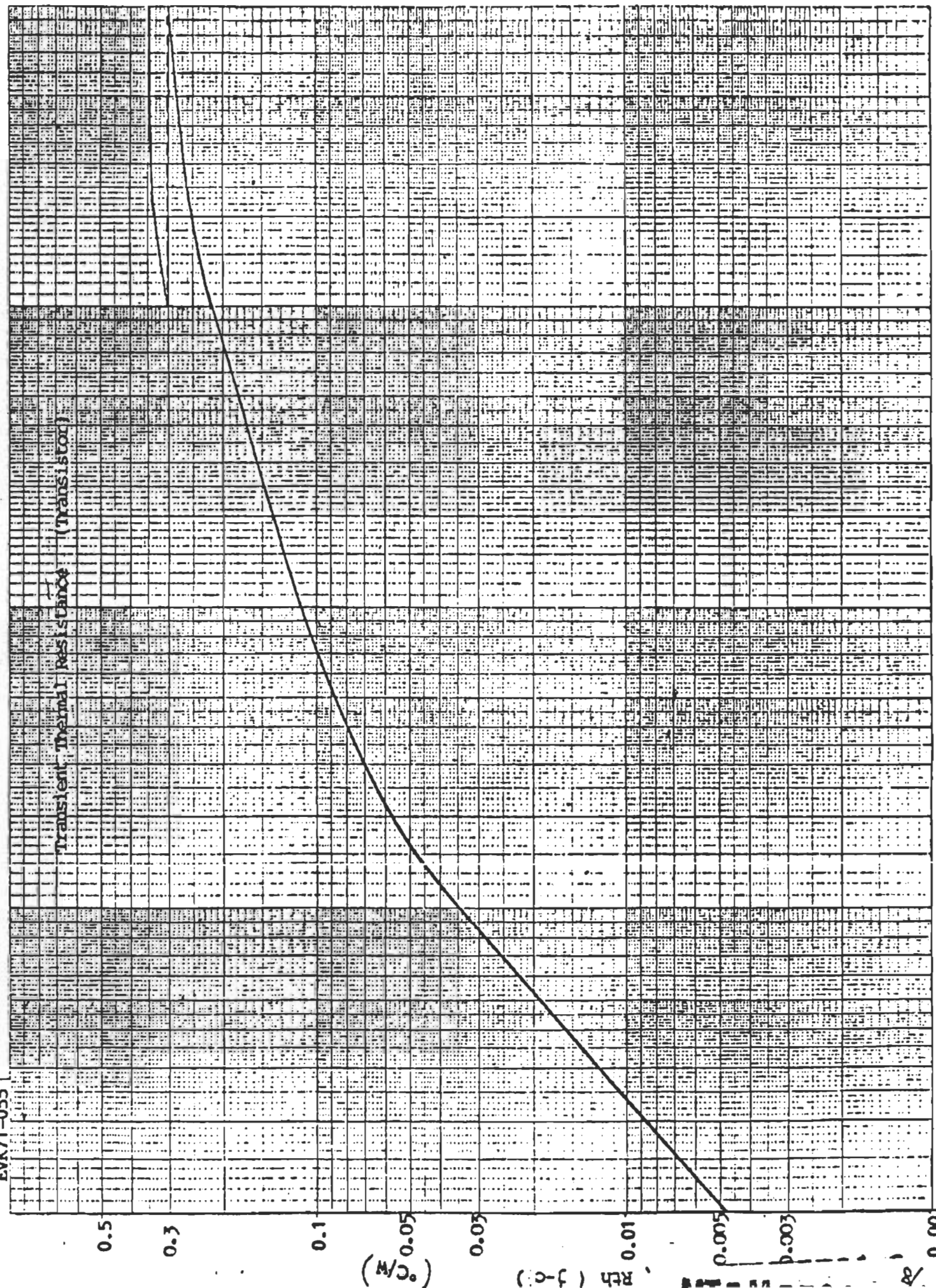
100

(2)

Collector Current I_C

EVK71-055

Transient Thermal Resistance (Transistor)



10⁻⁴ 10⁻³ 10⁻² 10⁻¹ 10⁰

Transient Thermal Resistance $R_{th(j-c)}$

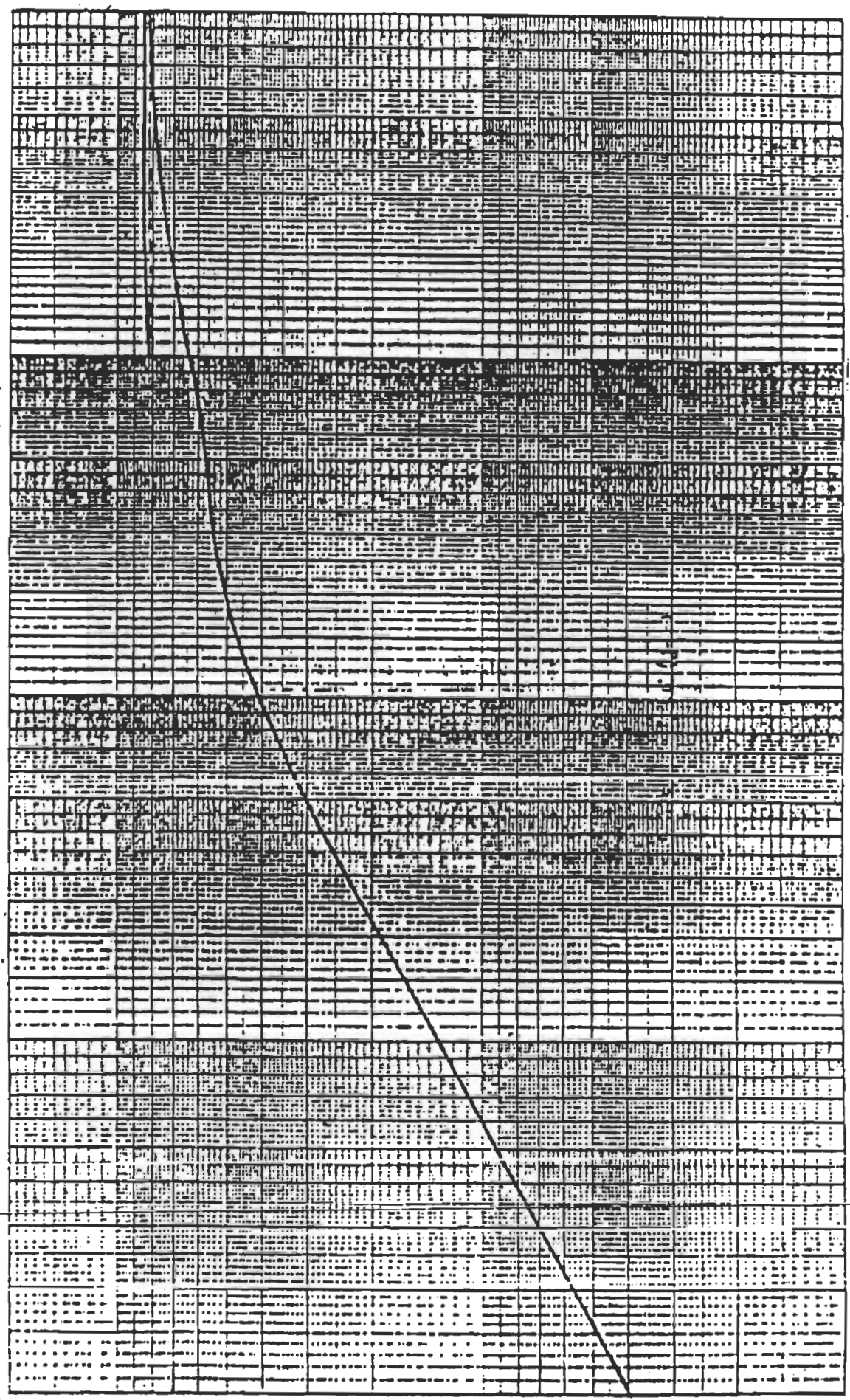
(Mode)

Time (sec)

10^1

10^0

$(^{\circ}C/W)$



10^{-4}

10^{-3}

10^{-2}

10^{-1}

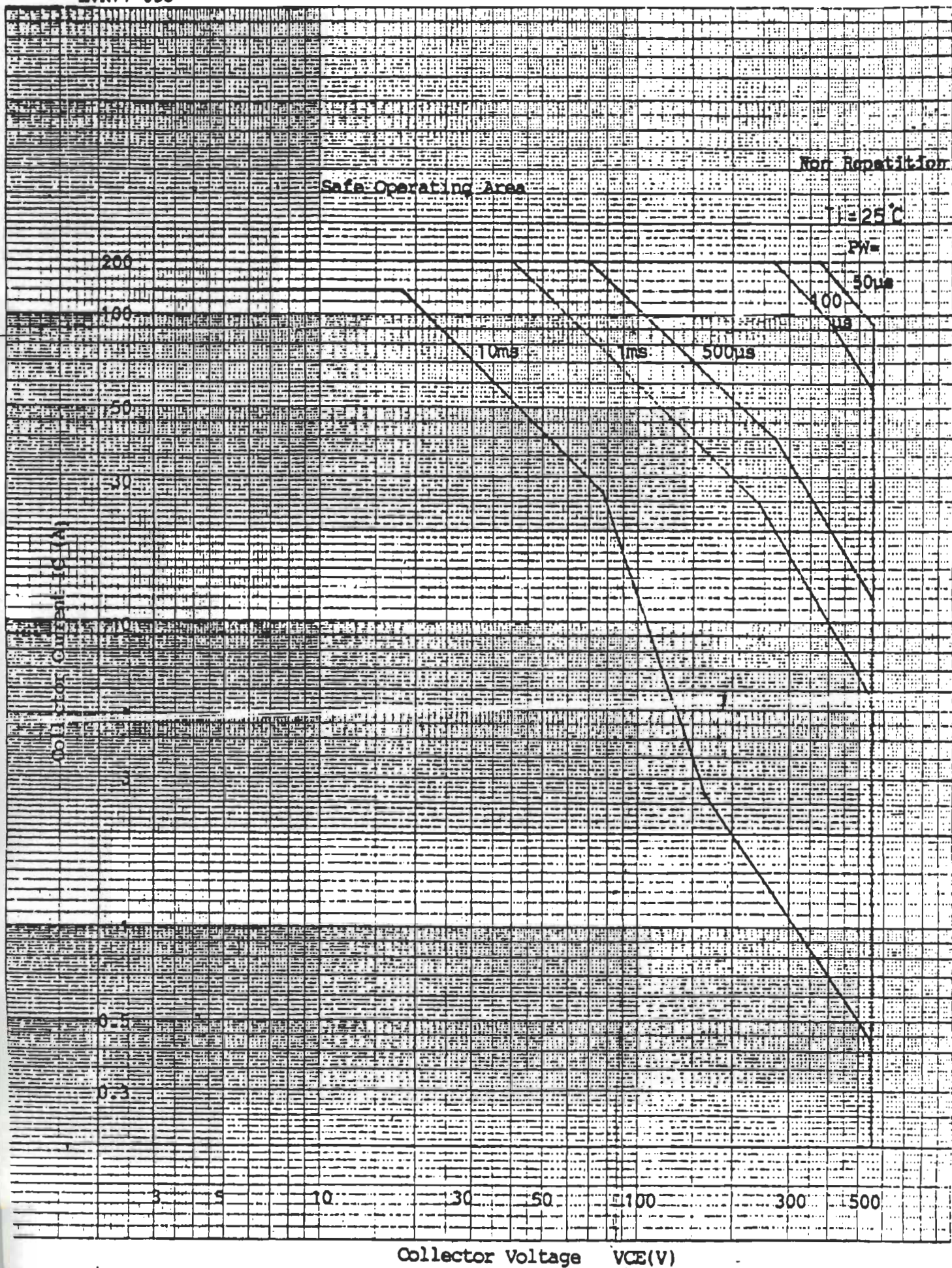
10^0
(sec)

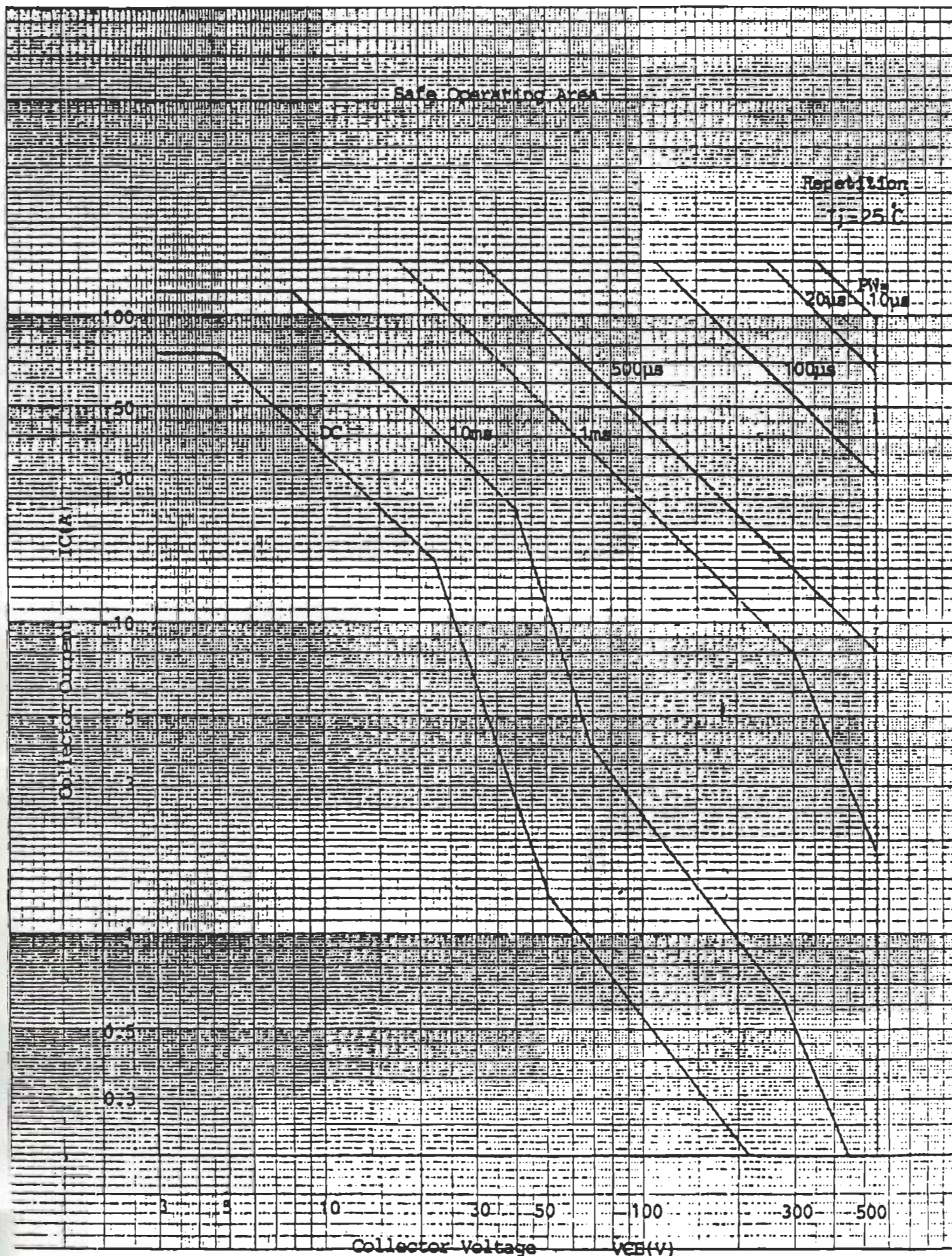
$R_{th(j-c)}$

Thermal Resistance

MT5M 706

76





Reverse Bias Safe Operating Area

Collector Current I_C (A)

200

100

0

0 200 400 600

Collector-Emitter Voltage V_{CEP} (V)

$T_J = 25^\circ C \sim 250^\circ C$
-IB-1A

(50A, 580m)

(75A, 600m)

MT5M5706

12/14

EVK71-055

Tj = 25°C

Tj = 125°C

200

100

50

P (A)

10

5

1

0

0.4

0.8

1.2

1.6

V_i

MT5M5706

3/14

14/3

EVK71-055

Power Derating

Power Derating Factor

Power Derating Factor

Power Derating

Power Derating Factor

MT5M5706

14/4

INTERNATIONAL RECTIFIER | IOR

T40HFL, T70HFL, T85HFL SERIES

40A, 70A, 85A Isolated Base Fast Recovery Rectifier Diodes

Major Ratings and Characteristics

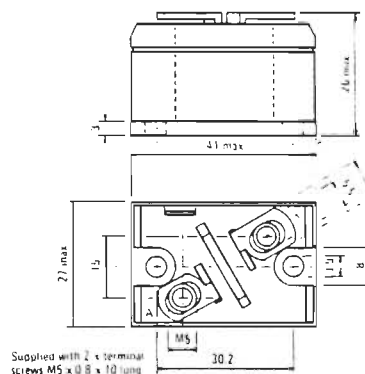
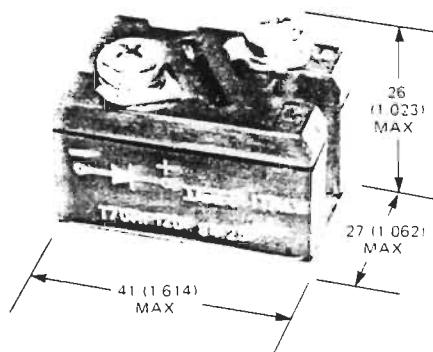
	T40HFL	T70HFL	T85HFL	Units
$I_F(AV)$	40	70	85	A
@ Max T_C	70	70	70	$^{\circ}C$
@ 50Hz	400	700	1100	A
I_{FSM} @ 60Hz	420	730	1150	A
@ 50Hz	800	2450	6050	A^2s
I^2t @ 60Hz	730	2240	5510	A^2s
$I^2\sqrt{t}$	11 300	34 650	85 560	A^2/\sqrt{s}
t_{rr} range	see table			ns
V_{RRM} range	100 to 1000			V
T_J range	-40 to 125			$^{\circ}C$

Description/Features

This range of isolated base fast recovery diodes offers a means of simplifying heatsinking. Applications include DC power supplies, inverters, converters, choppers, ultrasonic systems and use as a free wheeling diode.

- Short reverse recovery times, from 40ns.
- Low stored charge.
- Excellent surge capabilities.
- Isolated base.
- Types up to 1000V V_{RBM} .

CASE STYLE AND DIMENSIONS



Case Style D-56

All dimensions in millimetres

T40HFL, T70HFL, T85HFL Series

INTERNATIONAL RECTIFIER **IR**

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Reverse voltage ratings

Part number	V_{RRM} : Maximum repetitive peak reverse voltage, $T_J = T_J \text{ max}$, V	V_{RSM} : Maximum non-repetitive peak reverse voltage, $T_J = T_J \text{ max}$, V	I_{FRL} : Maximum peak reverse leakage current at rated V_{RRM} , $T_J = 125^\circ\text{C}$, mA
T40HFL10S02 T40HFL10S05 T40HFL10S10 T40HFL20S02 T40HFL20S05 T40HFL20S10 T40HFL40S02 T40HFL40S05 T40HFL40S10 T40HFL60S02 T40HFL60S05 T40HFL60S10 T40HFL80S05 T40HFL80S10 T40HFL100S05 T40HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	15 15 15 15 15 15
T70HFL10S02 T70HFL10S05 T70HFL10S10 T70HFL20S02 T70HFL20S05 T70HFL20S10 T70HFL40S02 T70HFL40S05 T70HFL40S10 T70HFL60S02 T70HFL60S05 T70HFL60S10 T70HFL80S05 T70HFL80S10 T70HFL100S05 T70HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	20 20 20 20 20 20
T85HFL10S02 T85HFL10S05 T85HFL10S10 T85HFL20S02 T85HFL20S05 T85HFL20S10 T85HFL40S02 T85HFL40S05 T85HFL40S10 T85HFL60S02 T85HFL60S05 T85HFL60S10 T85HFL80S05 T85HFL80S10 T85HFL100S05 T85HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	20 20 20 20 20 20

Forward conduction

	T40HFL	T70HFL	T85HFL	Units	Conditions
$I_{F(AV)}$ Maximum average forward current	40	70	85	A	180° conduction, half sine wave, max $T_C = 70^\circ\text{C}$
$I_{F(RMS)}$ Maximum RMS forward current	63	110	134	A	
I_{FSM} Maximum peak one cycle non-repetitive forward current	400	700	1100	A	$t = 10\text{ms}$, Sinusoidal half-wave 100% rated V_{RRM} reapplied, initial $T_J = T_J \text{ max}$
	420	730	1150	A	$t = 8.3\text{ms}$
	475	830	1310	A	$t = 10\text{ms}$, Sinusoidal half wave no voltage reapplied, initial $T_J = T_J \text{ max}$
	500	870	1370	A	$t = 8.3\text{ms}$
I^2t Maximum I^2t for fusing	800	2450	6050	A^2s	$t = 10\text{ms}$, 100% rated V_{RRM} reapplied, initial $T_J = T_J \text{ max}$
	730	2240	5510	A^2s	$t = 8.3\text{ms}$
	1130	3460	8555	A^2s	$t = 10\text{ms}$, No voltage reapplied, initial $T_J = T_J \text{ max}$
	1030	3160	7795	A^2s	$t = 8.3\text{ms}$
I^2/t Maximum I^2/t for fusing	11300	34650	85560	A^2/s	$t = 0.1$ to 10ms , no voltage reapplied
$V_{F(TO)}$ Maximum value of threshold voltage	0.780	0.995	0.833	V	$T_J = 125^\circ\text{C}$
r_F Maximum value of forward slope resistance	7.17	3.05	2.05	m Ω	
V_{FM} Maximum peak forward voltage	1.60	1.73	1.55	V	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{FM} = \pi \times \text{rated } I_{F(AV)}$
V_{ins} RMS isolation voltage	2500			V	Circuit to base, all terminals shorted

Reverse recovery characteristics

	T40HFL...			T70HFL...			T85HFL...			Units	Conditions
	S02	S05	S10	S02	S05	S10	S02	S05	S10		
t_{rr} Maximum reverse recovery time	60	150	290	50	120	270	40	100	250	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 1\text{A}$ to $V_R = 30\text{V}$, $-dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
	200	500	1000	200	500	1000	200	500	1000	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $-dI_F/dt = 25\text{A}/\mu\text{s}$, $I_{FM} = \pi \times \text{rated } I_{F(AV)}$
Q_{rr} Maximum reverse recovered charge	90	500	1600	70	340	1350	35	300	1000	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 1\text{A}$ to $V_R = 30\text{V}$, $-dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
	240	1300	6000	240	1300	6000	240	1300	6000	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $-dI_F/dt = 25\text{A}/\mu\text{s}$, $I_{FM} = \pi \times \text{rated } I_{F(AV)}$

IR INTE

THERMAL AND

T_J	Junct.
T_{stg}	Storage
R_{thJC}	Maxim
R_{thCS}	Maxim
T	Mount
wt	Appro

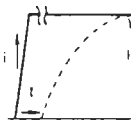


Fig. 1 - Reverse

Maximum Average Forward Power Loss - W

THERMAL AND MECHANICAL SPECIFICATIONS

		T40HFL	T70HFL	T85HFL	Units	Conditions
T _J	Junction operating temperature range	-40 to 125			°C	
T _{stg}	Storage temperature range	-40 to 150			°C	
R _{thJC}	Maximum internal thermal resistance, junction to case	0.85	0.53	0.46	K/W	DC operation
R _{thCS}	Maximum thermal resistance, case to heatsink	0.25			K/W	Mounting surface, smooth, flat and greased
T	Mounting torque ± 10%	26			lbf-in	M3.5 (6-32UNF) mounting screws. Non-lubricated threads. A mounting grease is recommended and the torque should be re-checked after a period of about 3 hours to allow for spreading of the compound.
		0.32			kgf-m	
		3.0			N-m	
		26			lbf-in	Non- Lubricated threads
		0.32			kgf-m	
		3.0			N-m	
wt	Approximate weight	54			g	
		1.9			oz	

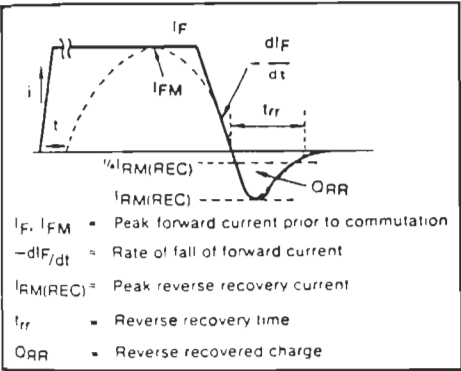


Fig. 1 — Reverse Recovery Time Test Waveform

- I_F = Peak forward current prior to commutation
- $-dI_F/dt$ = Rate of fall of forward current
- $I_{RM(REC)}$ = Peak reverse recovery current
- t_{rr} = Reverse recovery time (measured from $i=0$ to $i=1/4 I_{RM(REC)}$)
- Q_{RR} = Reverse recovered charge

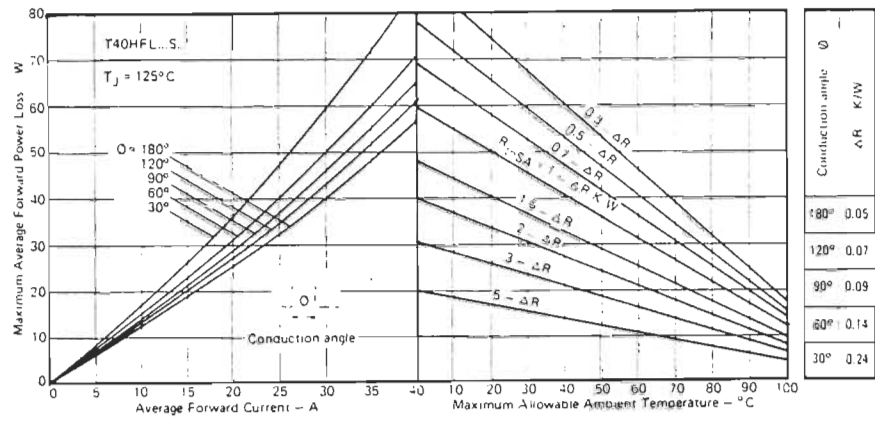


Fig. 2 — Current Ratings (sinusoidal waveform), T40HFL Series.

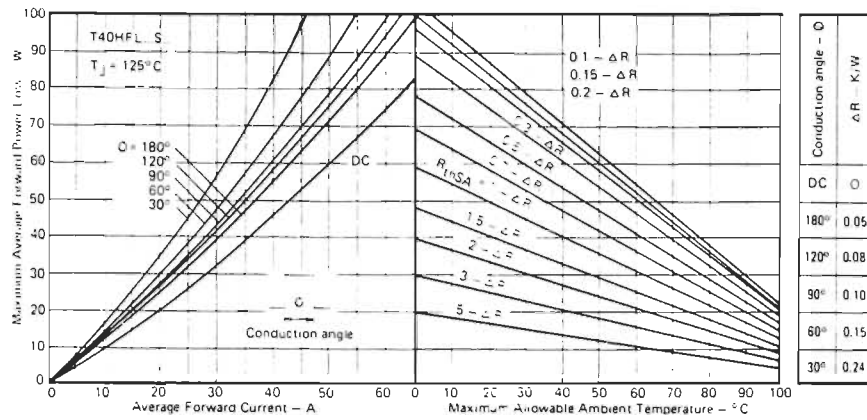


Fig. 3 - Current Ratings (rectangular waveforms), T40HFL Series.

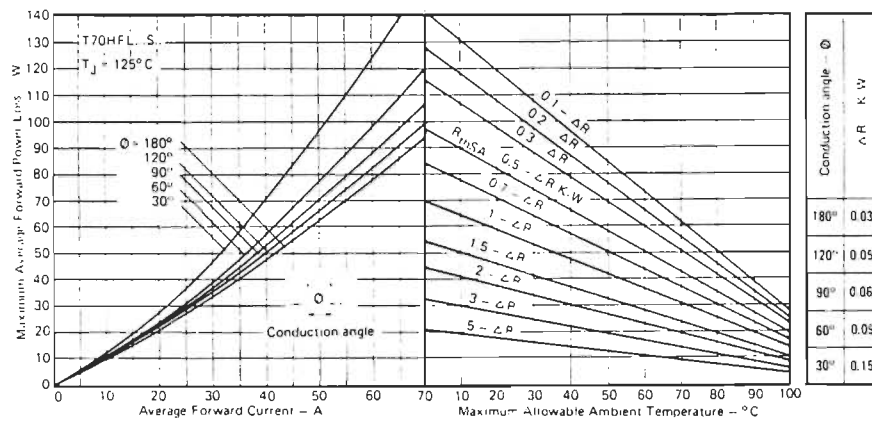


Fig. 4 - Current Ratings (sinusoidal waveforms), T70HFL Series.

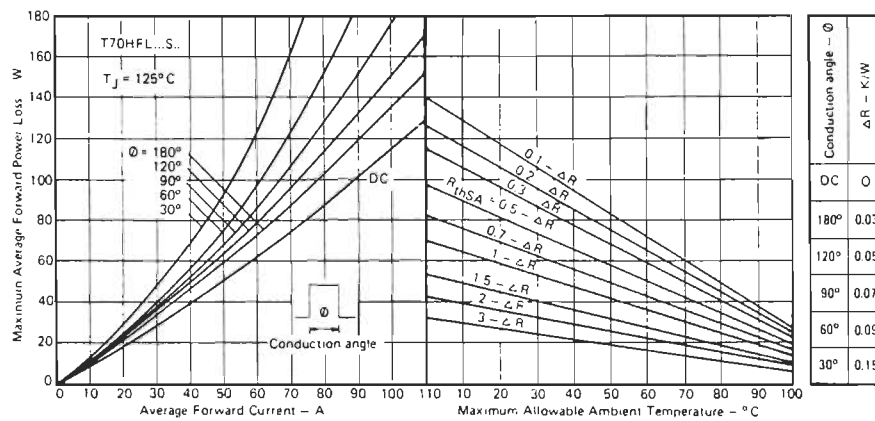


Fig. 5 - Current Ratings (rectangular waveforms), T70HFL Series.

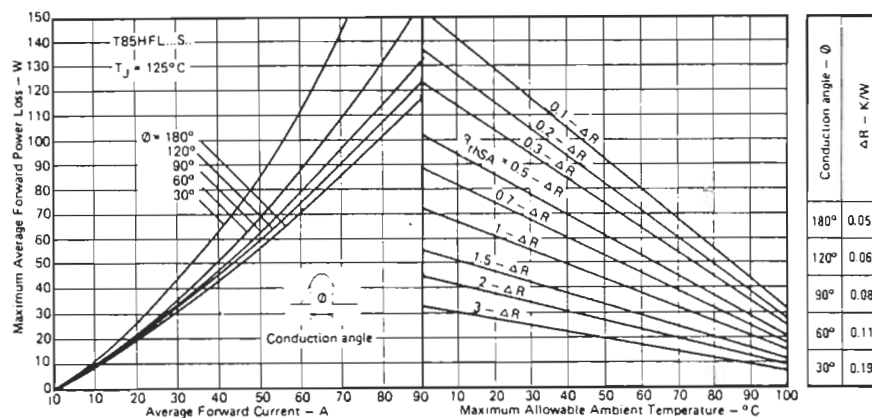


Fig. 6 - Current Ratings (sinusoidal waveforms), T85HFL Series.

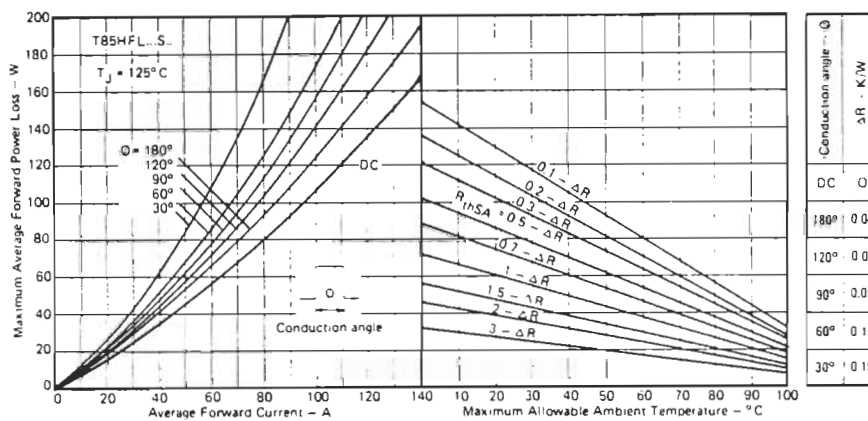


Fig. 7 - Current Ratings (rectangular waveforms), T85HFL Series.

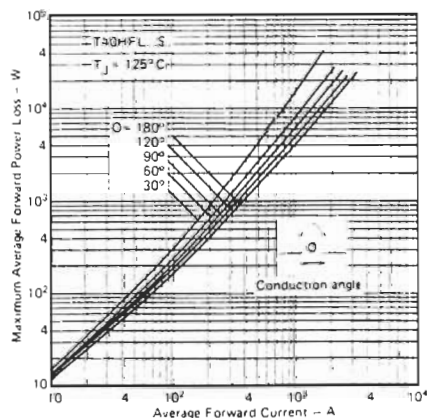


Fig. 8 - Power Loss Characteristics (sinusoidal current waveform), T40HFL Series.

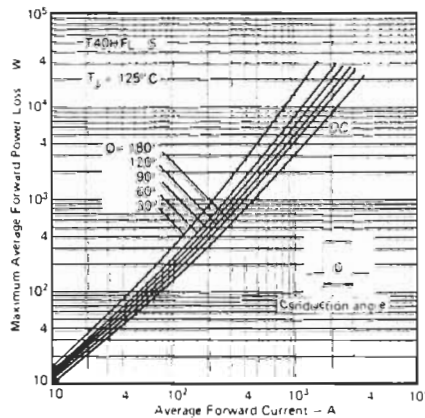


Fig. 9 - Power Loss Characteristics (rectangular current waveform), T40HFL Series.

T40HFL, T70HFL, T85HFL Series

INTERNATIONAL RECTIFIER **IR**

IR IN

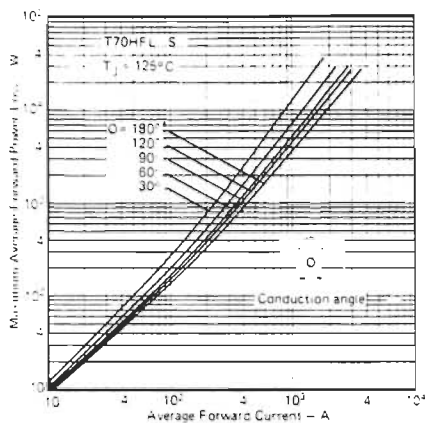


Fig. 10 - Power Loss Characteristics (sinusoidal current waveform), T70HFL Series.

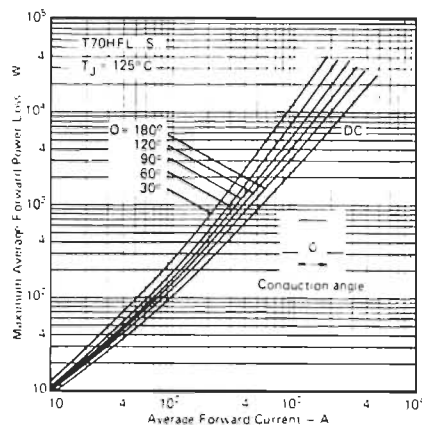


Fig. 11 - Power Loss Characteristics (rectangular current waveform), T70HFL Series.

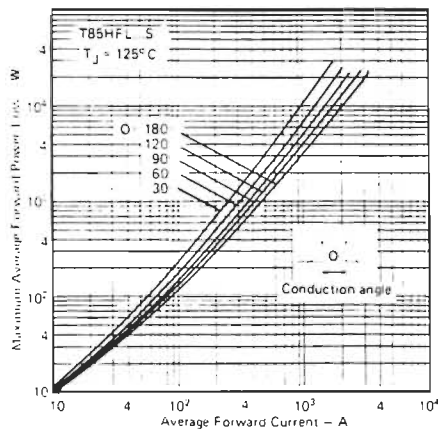


Fig. 12 - Power Loss Characteristics (sinusoidal current waveform), T85HFL Series.

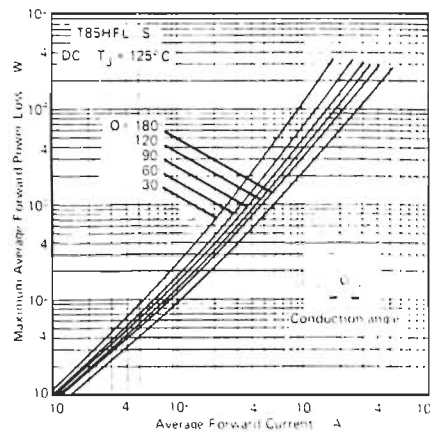


Fig. 13 - Power Loss Characteristics (rectangular current waveform), T85HFL Series.

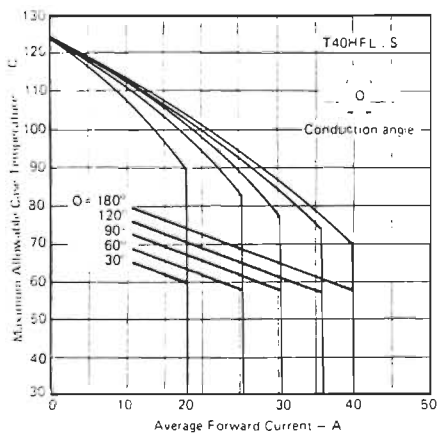


Fig. 14 - Case Temperature Ratings (sinusoidal current waveform), T40HFL Series.

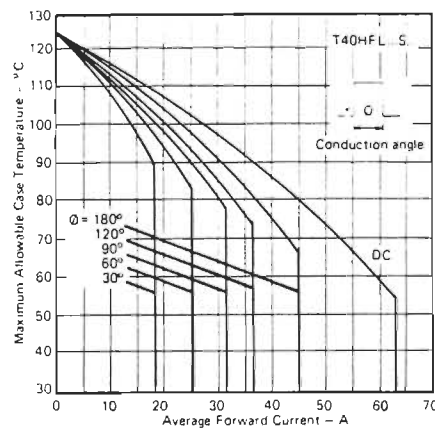


Fig. 15 - Case Temperature Ratings (rectangular current waveform), T40HFL Series.

Maximum Allowable Case Temperature - °C

Fig. 1

Maximum Allowable Case Temperature - °C

Fig.

Maximum Allowable Case Temperature - °C

Fig. 2

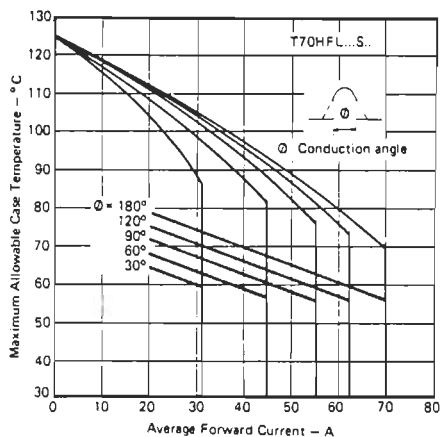


Fig. 16 - Case Temperature Ratings (sinusoidal current waveform), T70HFL Series.

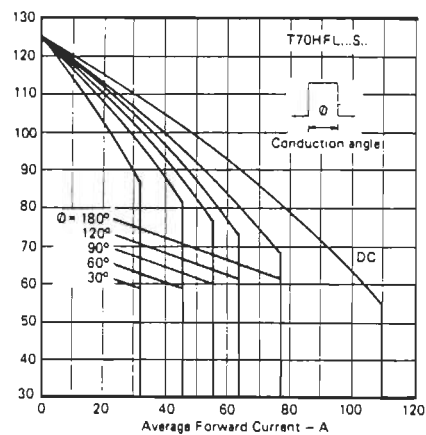


Fig. 17 - Case Temperature Rating (rectangular current waveform), T70HFL Series.

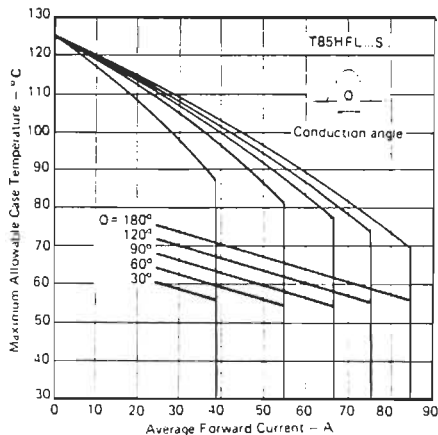


Fig. 18 - Case Temperature Ratings (sinusoidal current waveform), T85HFL Series.

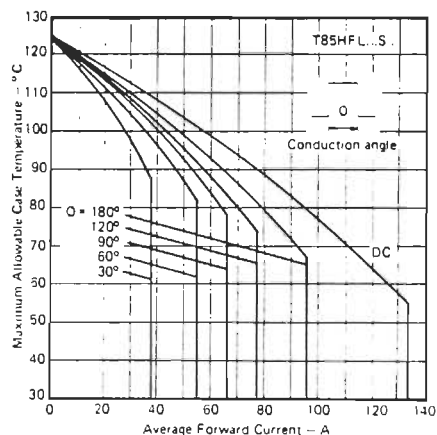


Fig. 19 - Case Temperature Ratings (rectangular current waveform), T85HFL Series.

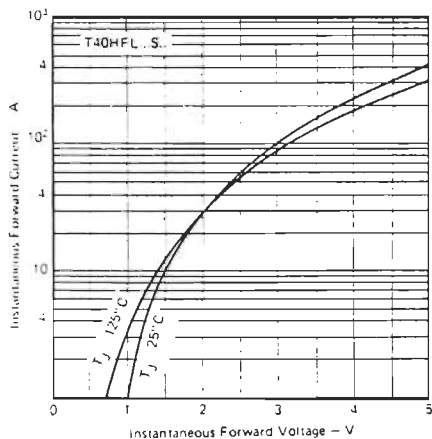


Fig. 20 - Forward Characteristics, T40HFL Series.

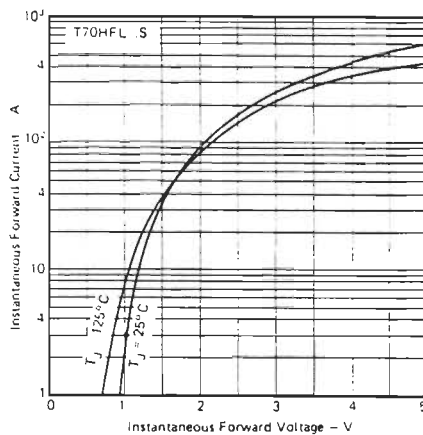


Fig. 21 - Forward Characteristics, T70HFL Series.

T40HFL, T70HFL, T85HFL Series

INTERNATIONAL RECTIFIER 

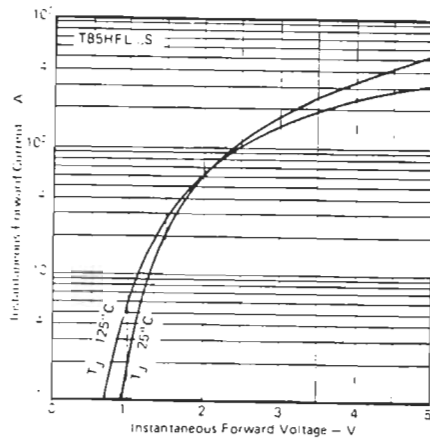


Fig. 22 - Forward Characteristics, T85HFL Series.

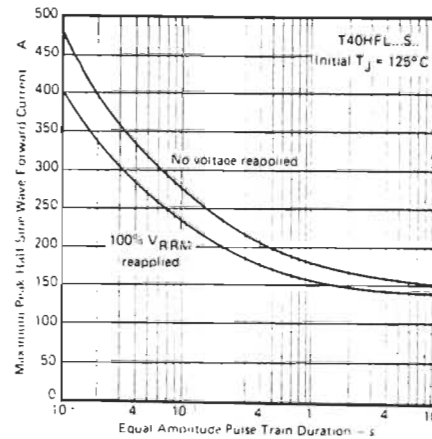


Fig. 23 - Non-repetitive Surge Ratings, T40HFL Series.

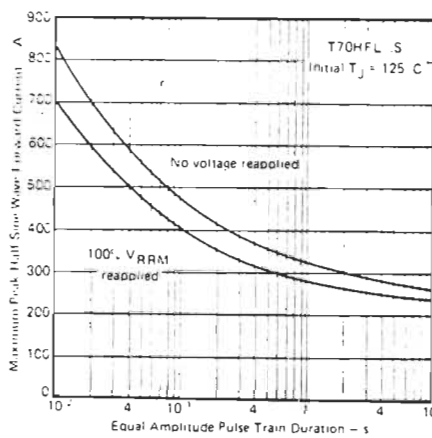


Fig. 24 - Non-repetitive Surge Ratings, T70HFL Series.

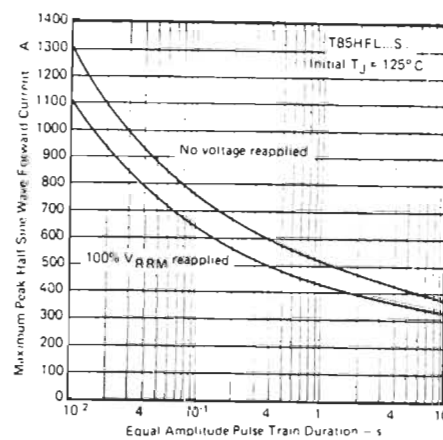


Fig. 25 - Non-repetitive Surge Ratings, T85HFL Series.

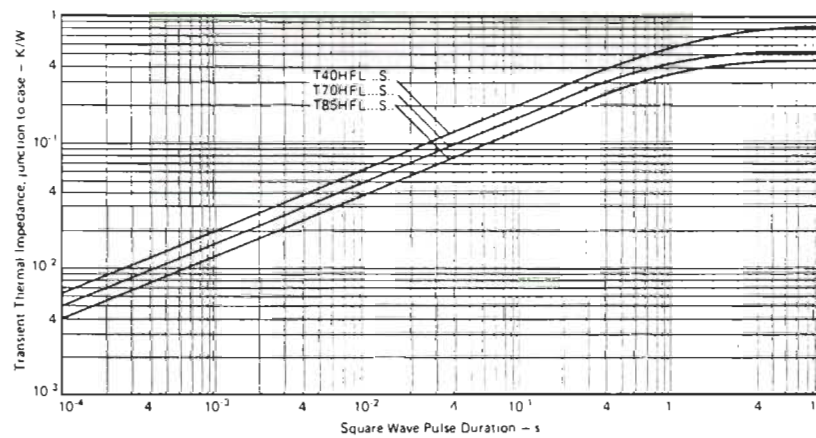


Fig. 26 - Transient Thermal Impedance Characteristics, All Series.

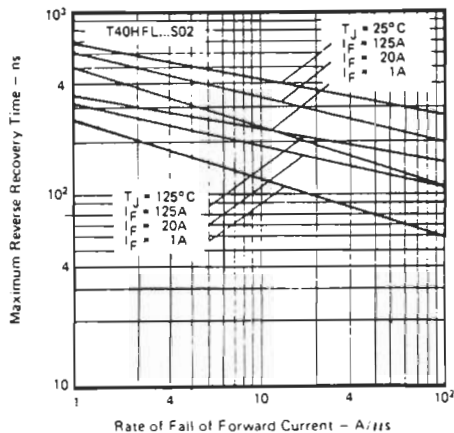


Fig. 27 - Reverse Recovery Characteristics, T40HFL-S02 Series.

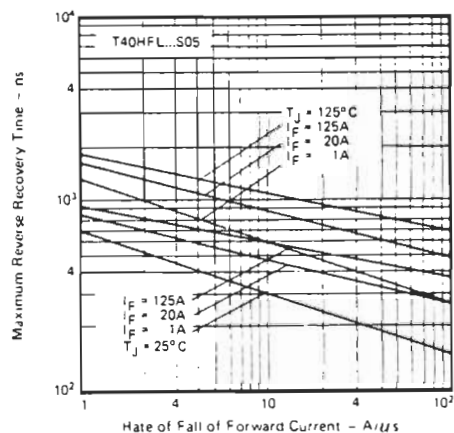


Fig. 29 - Reverse Recovery Characteristics, T40HFL-S05 Series.

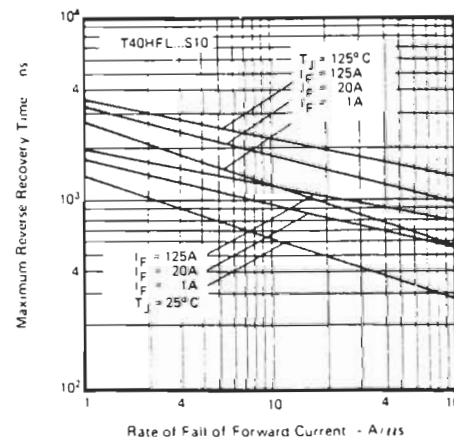


Fig. 31 - Reverse Recovery Characteristics, T40HFL-S10 Series.

T40HFL, T70HFL, T85HFL Series

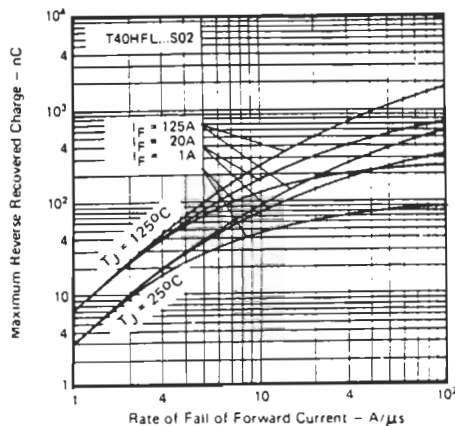


Fig. 28 - Recovered Charge Characteristics, T40HFL-S02 Series.

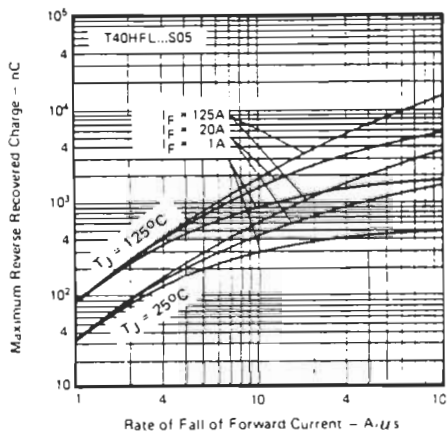


Fig. 30 - Recovered Charge Characteristics, T40HFL-S05 Series.

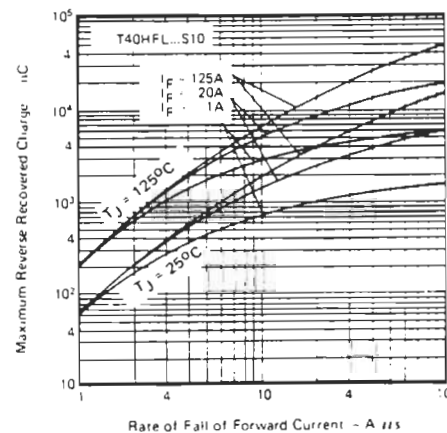


Fig. 32 - Recovered Charge Characteristics, T40HFL-S10 Series.

T40HFL, T70HFL, T85HFL Series

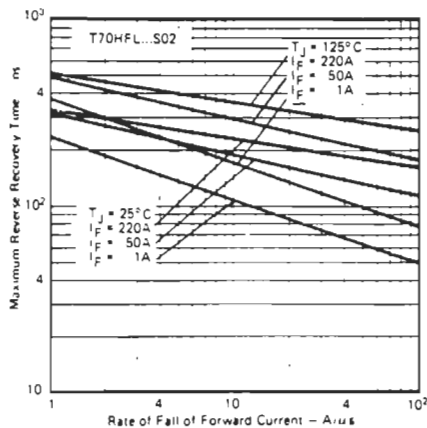


Fig. 33 - Reverse Recovery Characteristics, T70HFL-S02 Series.

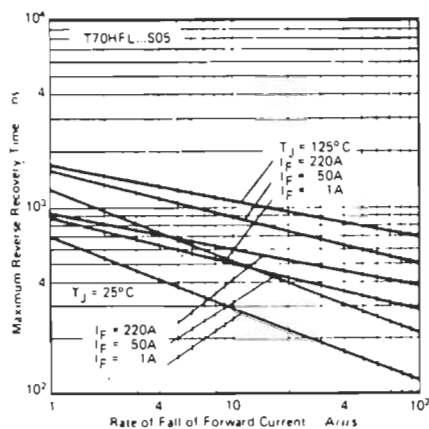


Fig. 35 - Reverse Recovery Characteristics, T70HFL-S05 Series.

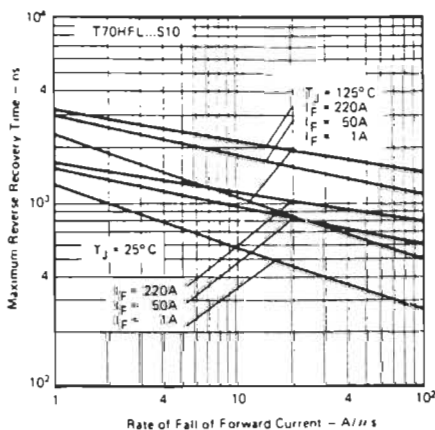


Fig. 37 - Reverse Recovery Characteristics, T70HFL-S10 Series.

INTERNATIONAL RECTIFIER IOR

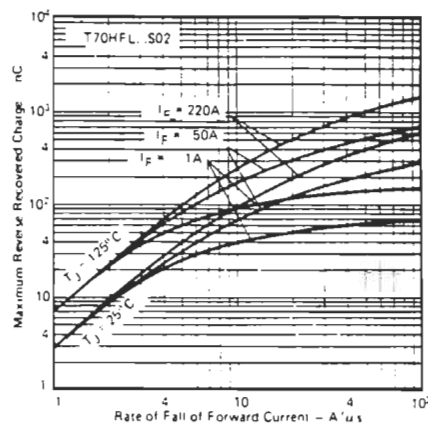


Fig. 34 - Recovered Charge Characteristics, T70HFL-S02 Series.

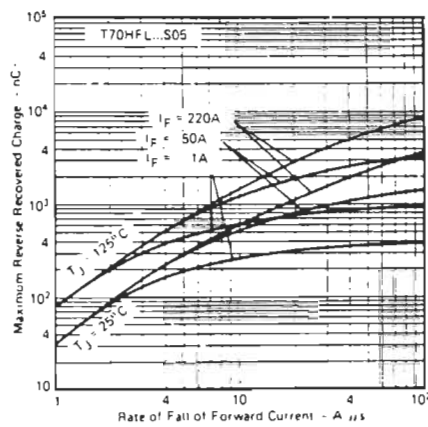


Fig. 36 - Recovered Charge Characteristics, T70HFL-S05 Series.

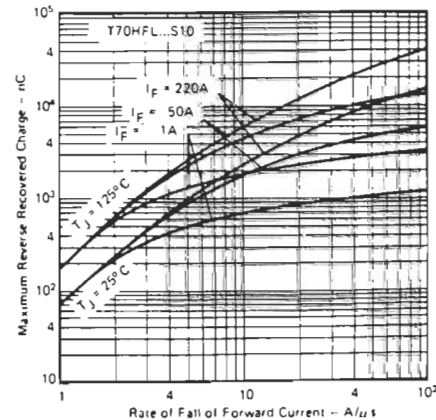


Fig. 38 - Recovered Charge Characteristics, T70HFL-S10 Series.

IOR INTERNA

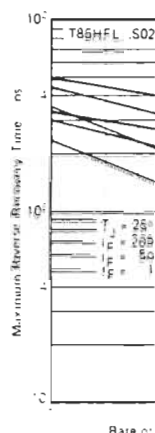


Fig. 39 - Reverse Recovery Characteristics, T85HFL-S02 Series.

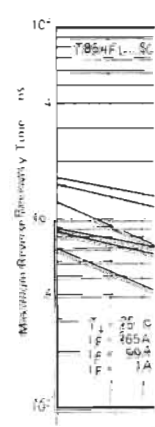


Fig. 41 - Reverse Recovery Characteristics, T85HFL-S05 Series.

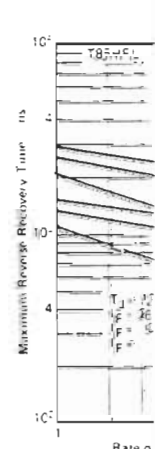


Fig. 43 - Reverse Recovery Characteristics, T85HFL-S10 Series.

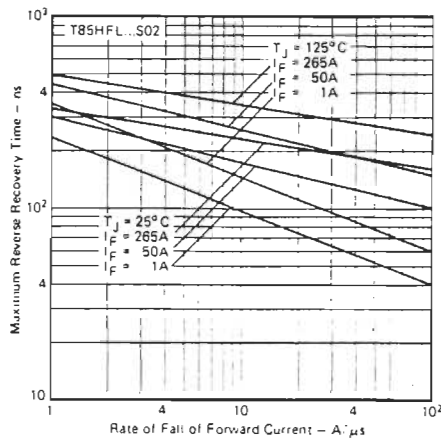


Fig. 39 - Reverse Recovery Characteristics, T85HFL-S02 Series.

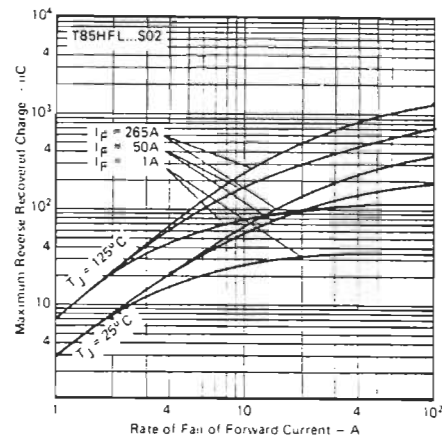


Fig. 40 - Recovered Charge Characteristics, T85HFL-S02 Series.

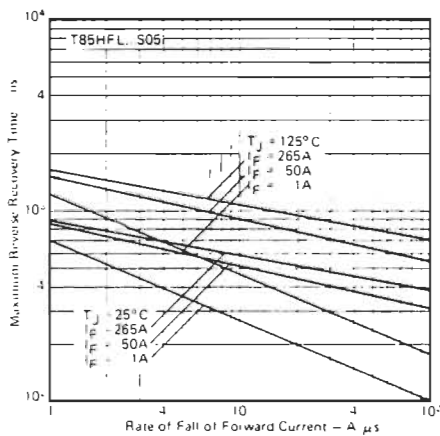


Fig. 41 - Reverse Recovery Characteristics, T85HFL-S05 Series.

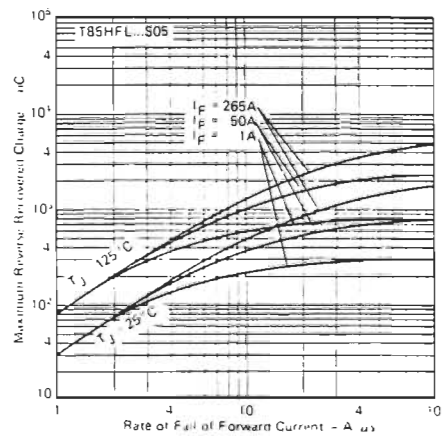


Fig. 42 - Recovered Charge Characteristics, T85HFL-S05 Series.

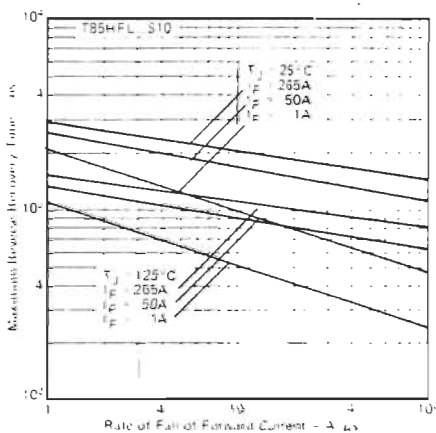


Fig. 43 - Reverse Recovery Characteristics, T85HFL-S10 Series.

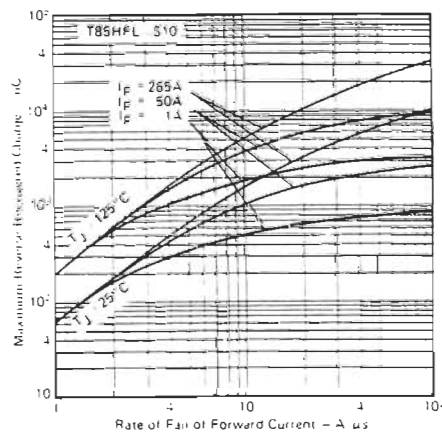


Fig. 44 - Recovered Charge Characteristics, T85HFL-S10 Series.

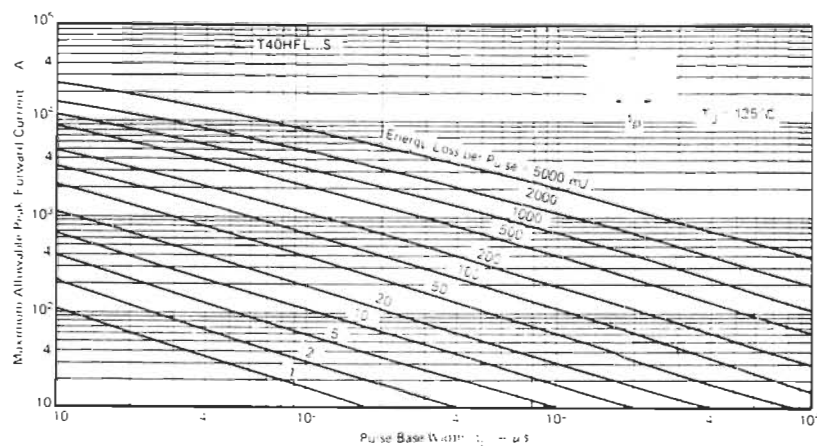


Fig. 45 — Energy Loss Per Pulse Characteristics —
(sinusoidal current waveform), T40HFL Series.

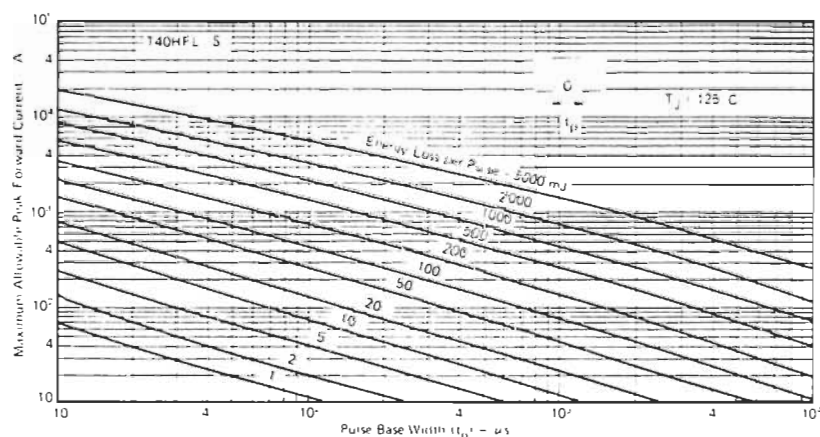


Fig. 46 — Energy Loss Per Pulse Characteristics —
(rectangular current waveform), T40HFL Series.

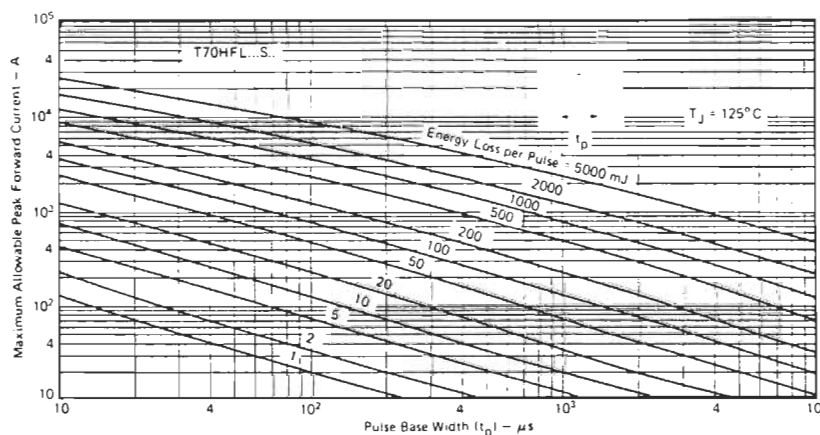


Fig. 47 — Energy Loss Per Pulse Characteristics —
(sinusoidal current waveform), T70HFL Series.

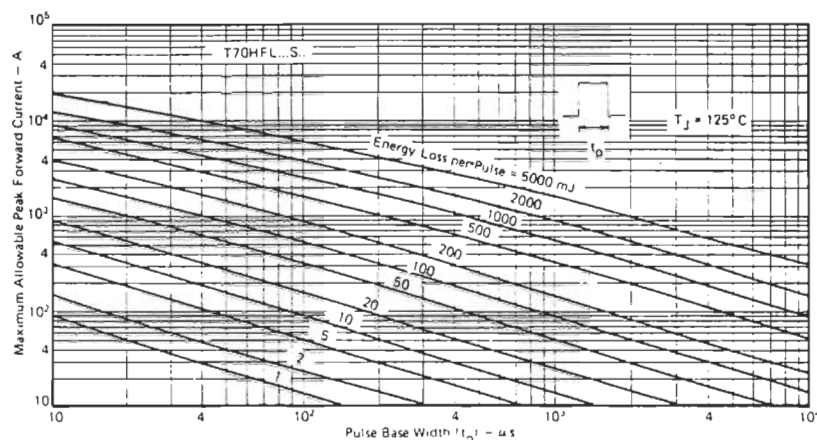


Fig. 48 — Energy Loss Per Pulse Characteristics — (rectangular current waveform), T70HFL Series.

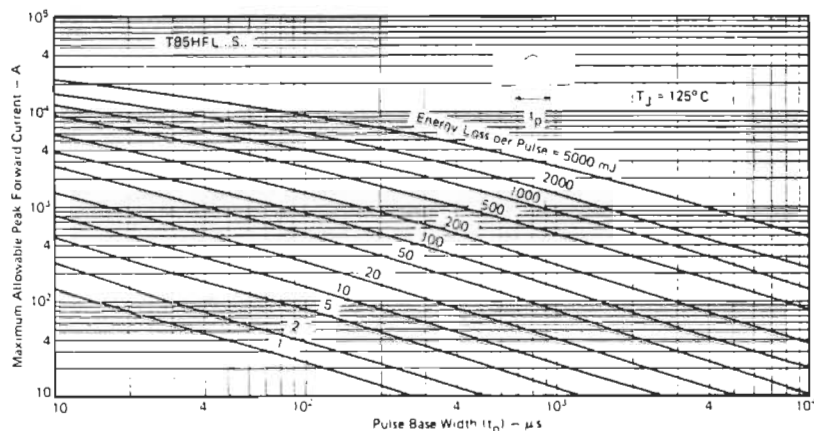


Fig. 49 — Energy Loss Per Pulse Characteristics — (sinusoidal current waveform), T85HFL Series.

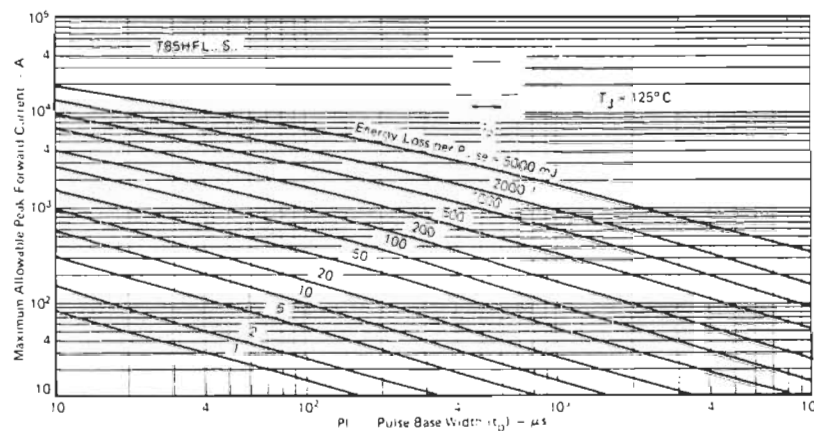
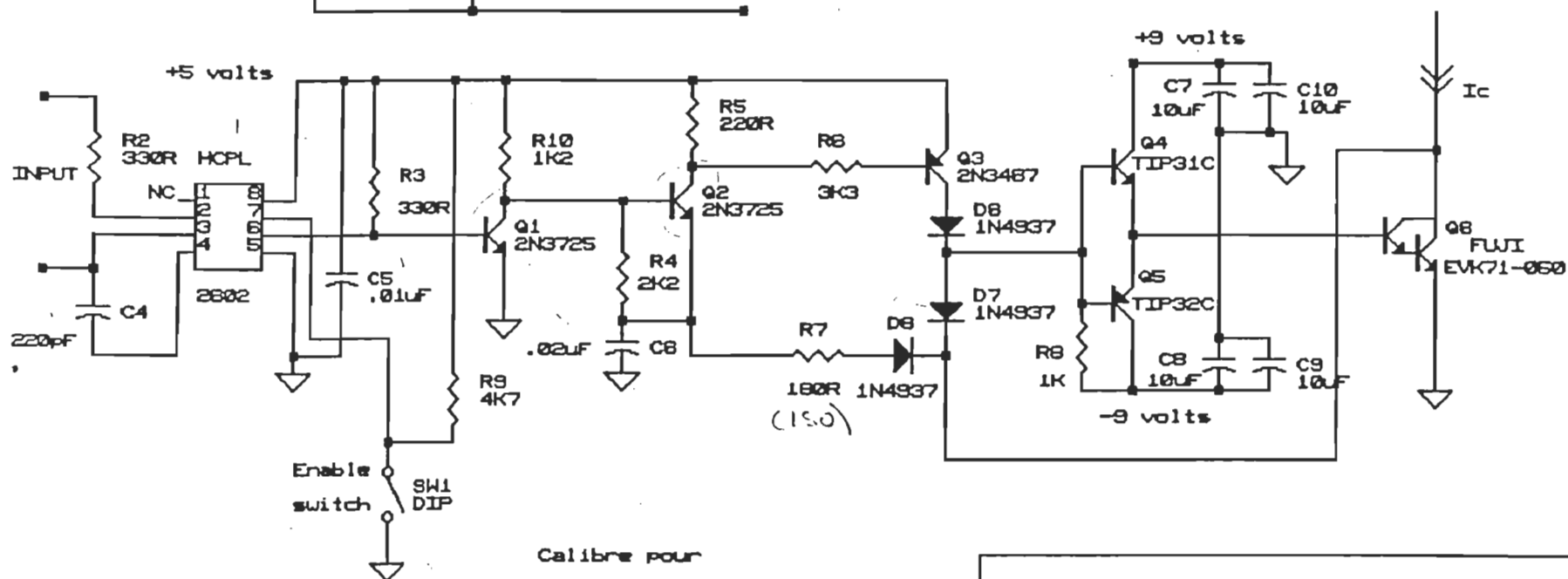
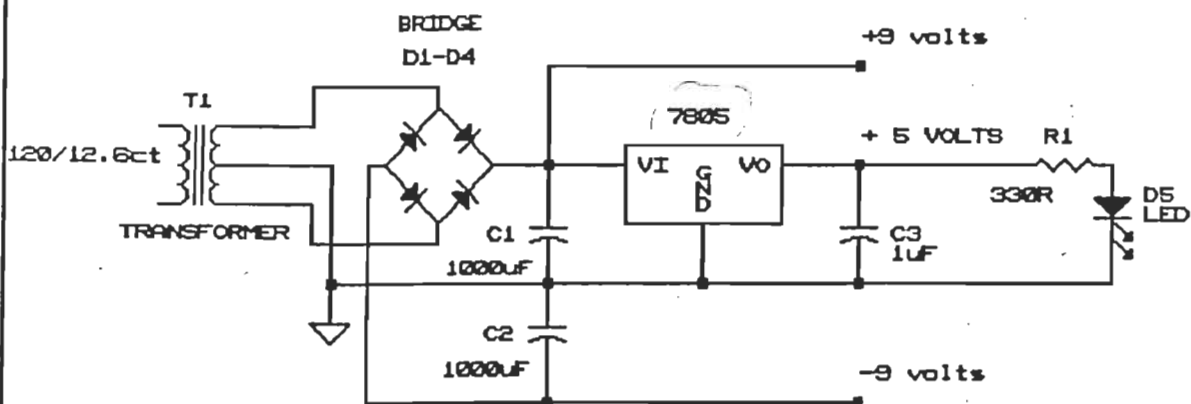


Fig. 50 — Energy Loss Per Pulse Characteristics — (rectangular current waveform), T85HFL Series.

B

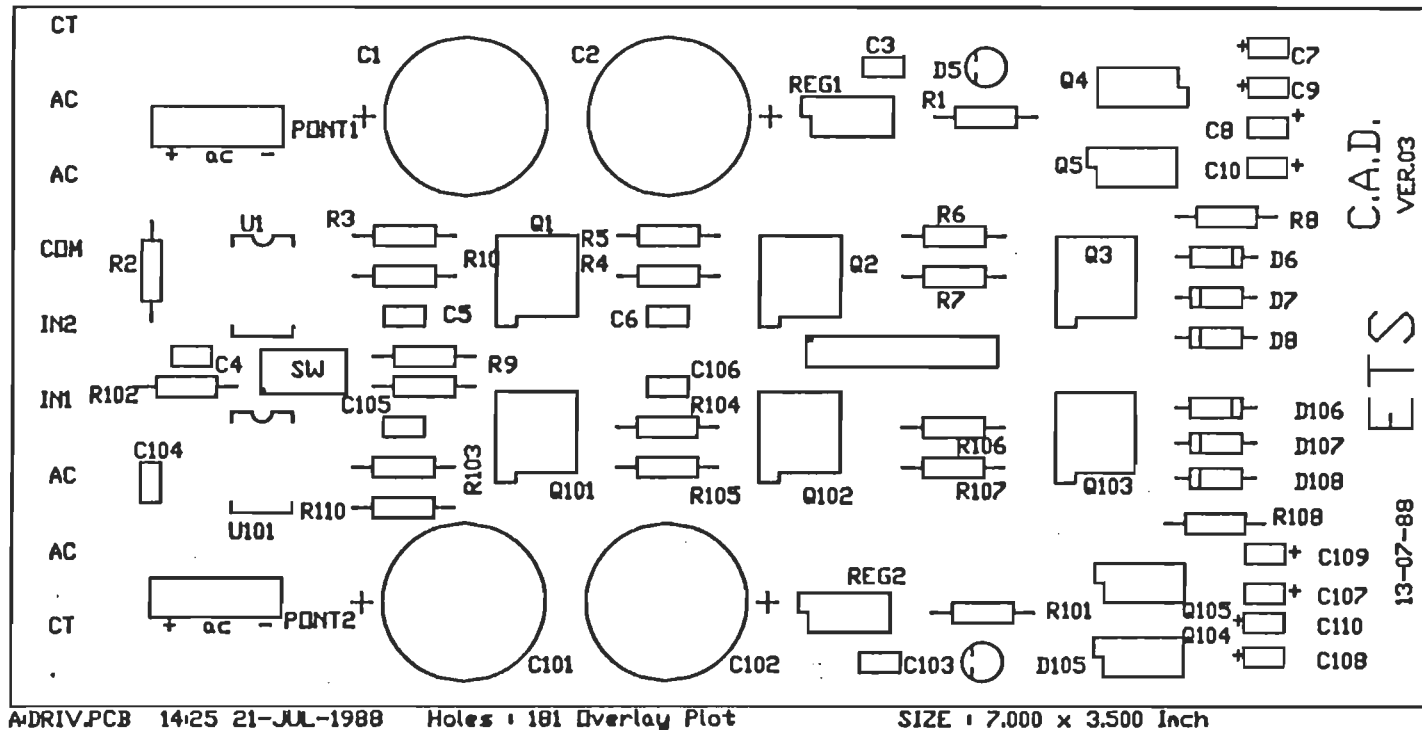
ANNEXE 2

Circuits de commande



Calibre pour
un declenchement
a $I_c = 28$ amps.

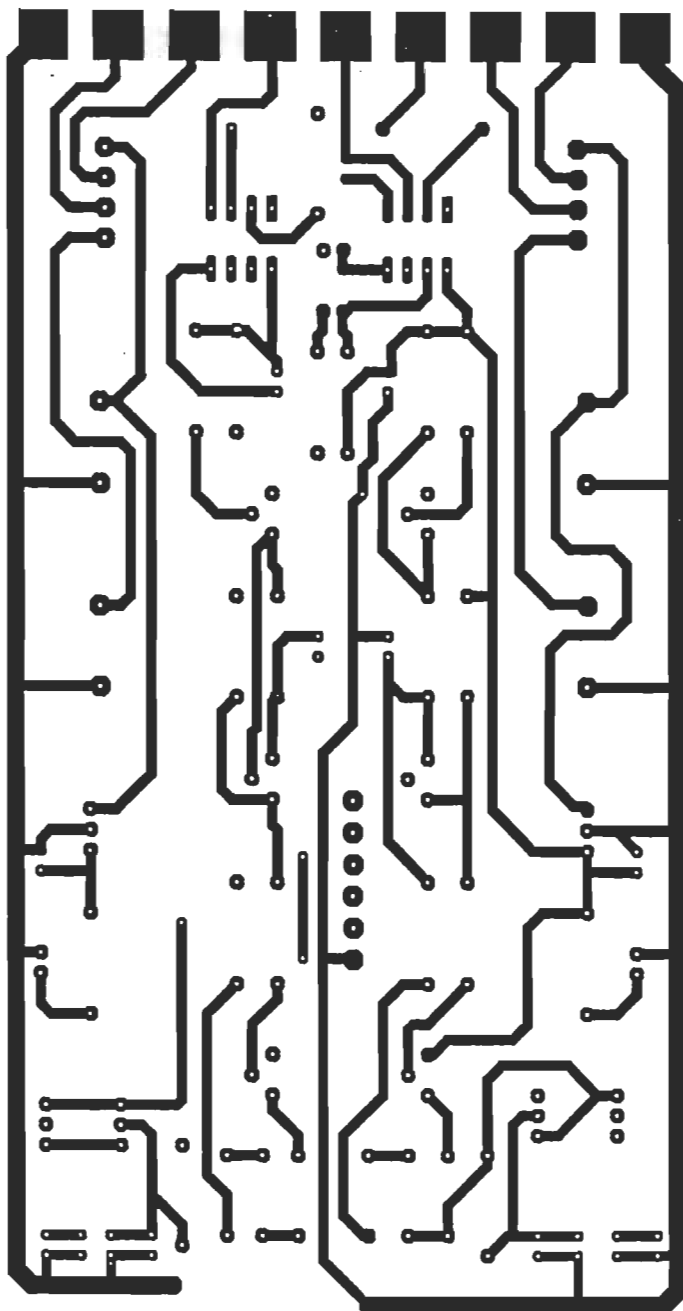
CLAUDE CYR		
Title		
CIRCUIT D'ATTAQUE DE DARLINGTON		
Size	Document Number	REV
A	DARL01.DFT (ORCAD)	03
Date:	June 10, 1988	Sheet 1 of 1

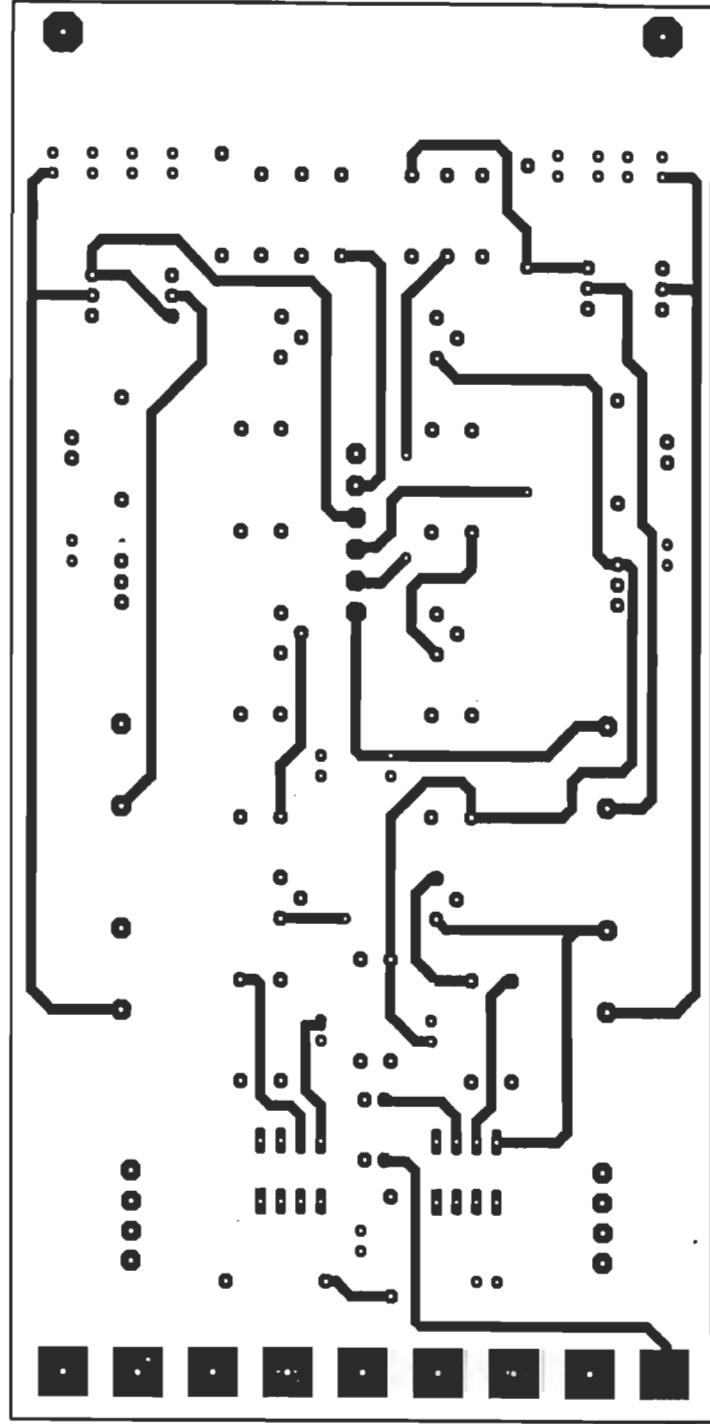


A:DRIV.PCB 14:25 21-JUL-1988 Holes : 181 Overlay Plot

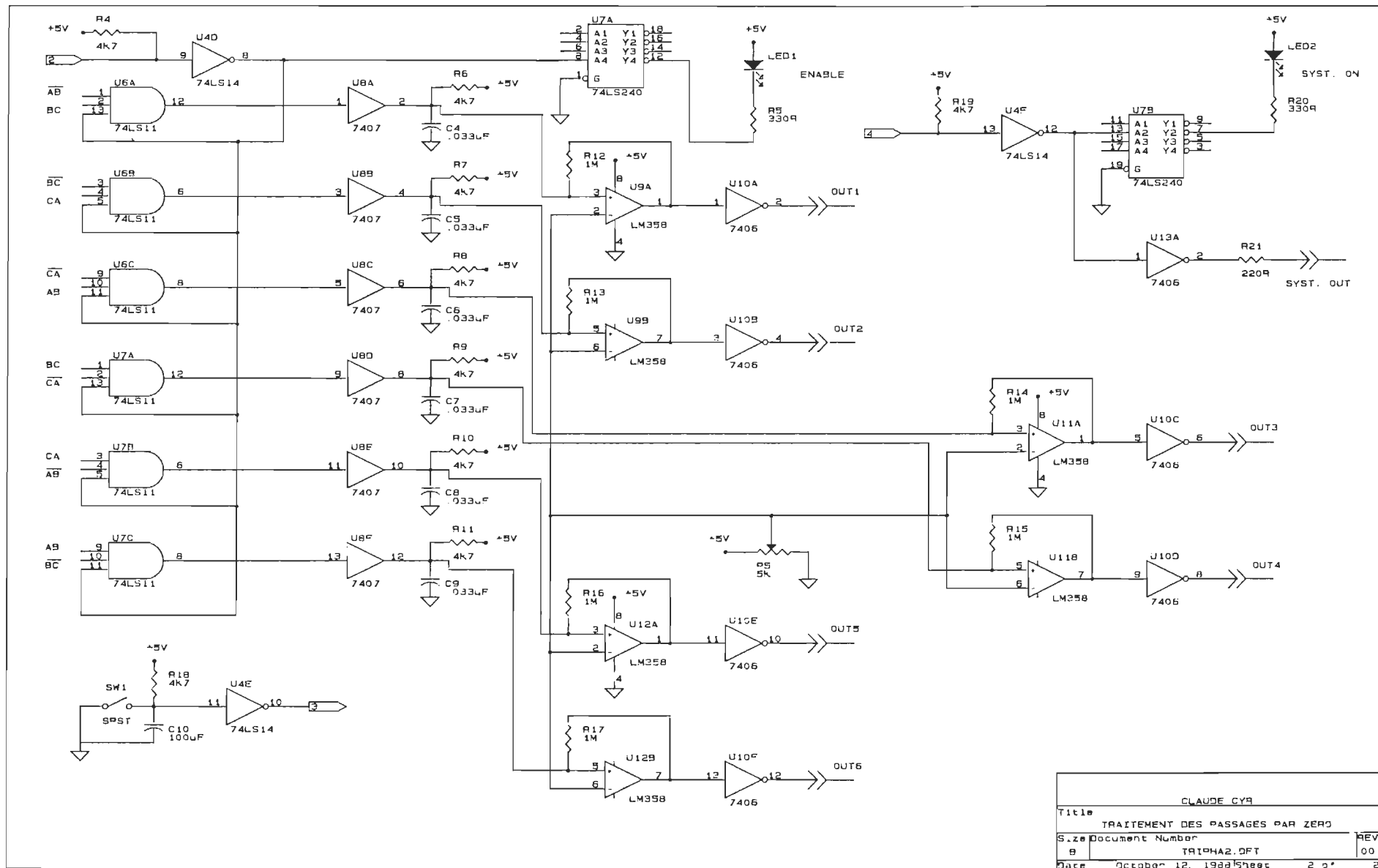
SIZE : 7.000 x 3.500 Inch

ADRIVPCB 1038 21-JUL-1988 Holes : 181 Solder Side Plot SIZE : 7.000 x 3.500 Inch

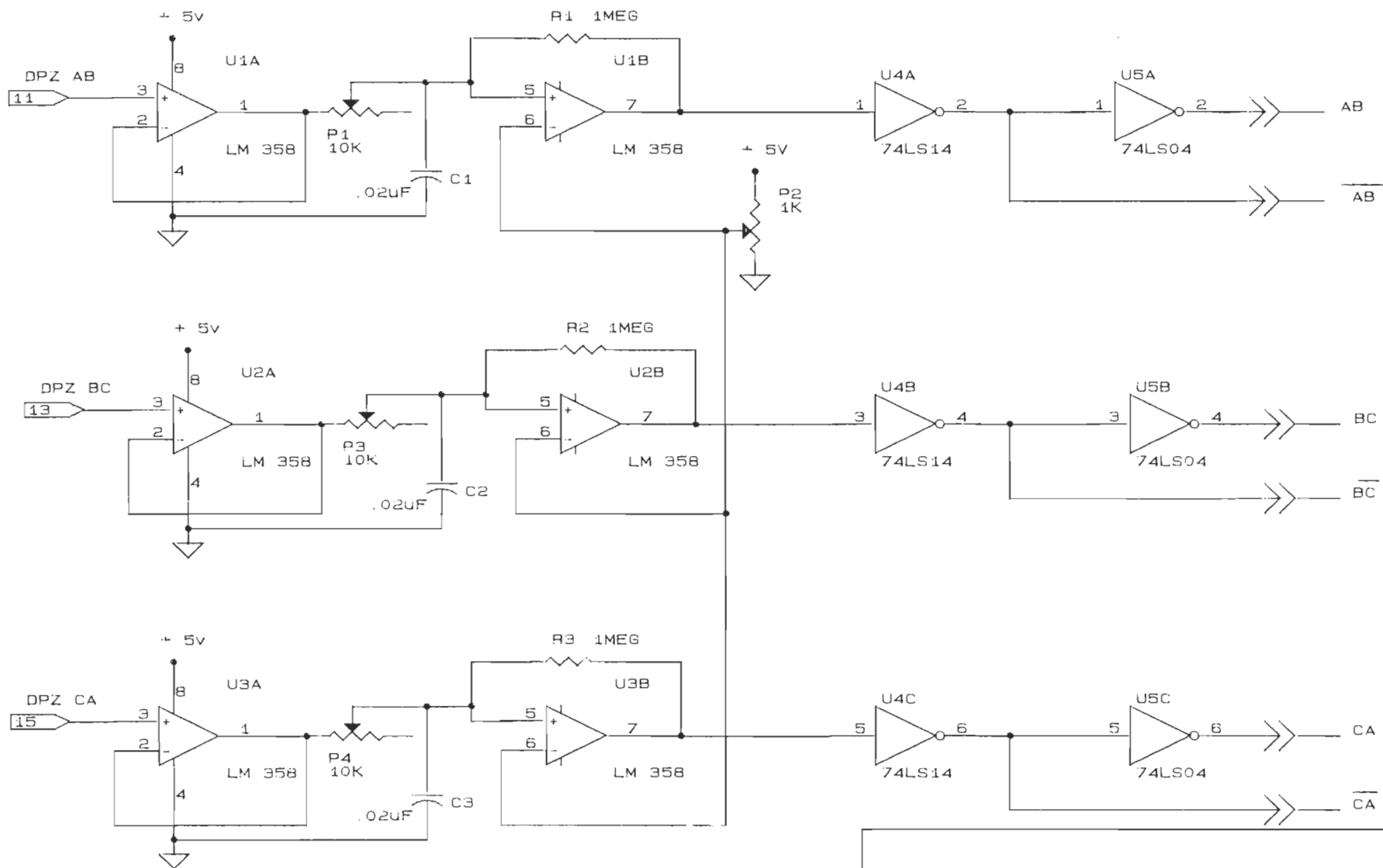




A:DRIV.PCB 10:30 21-JUL-1988 Holes : 181 Component Side Plot SIZE : 7,000 x 3,500 Inch



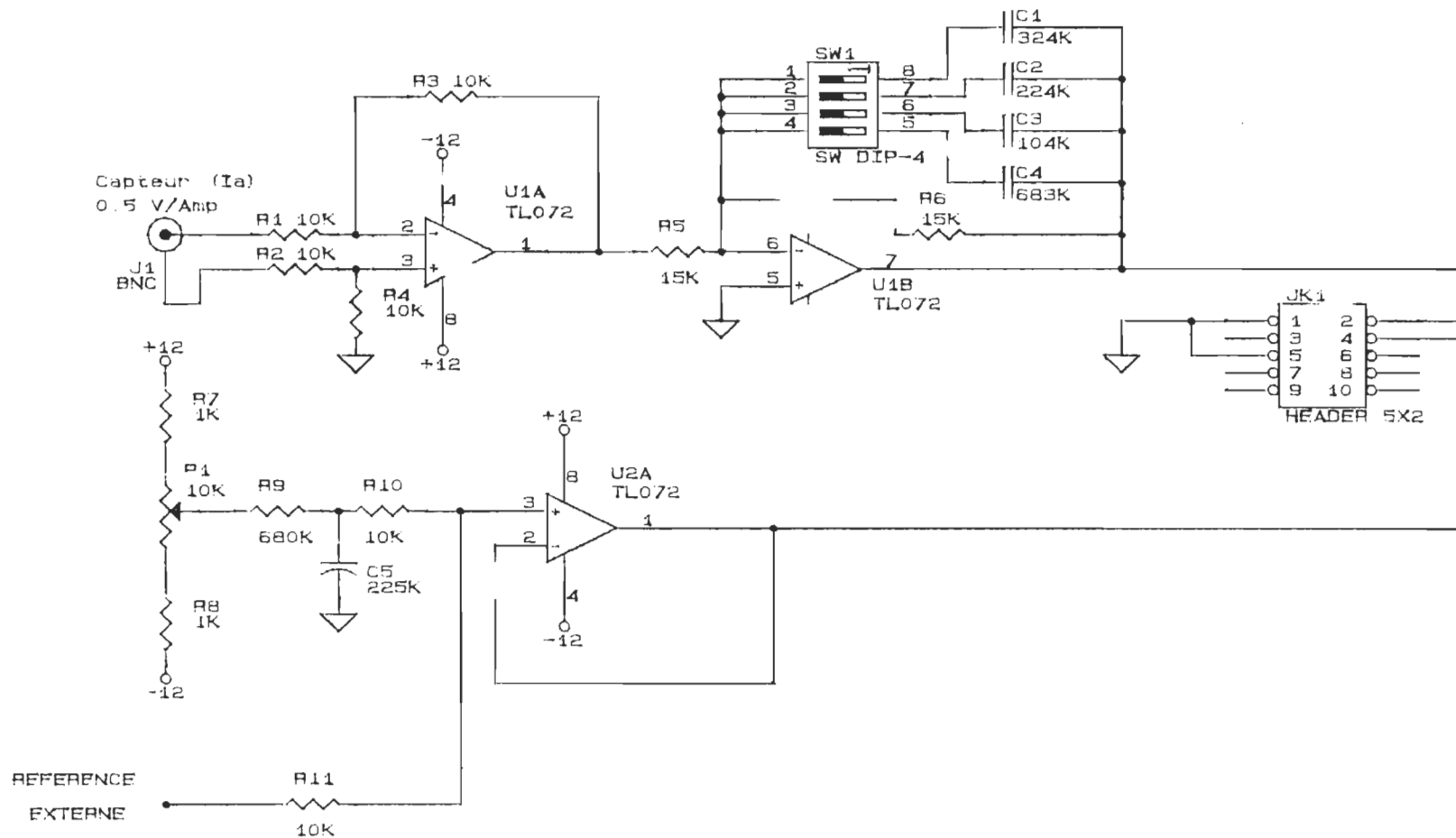
ETAGE DE DECALAGE



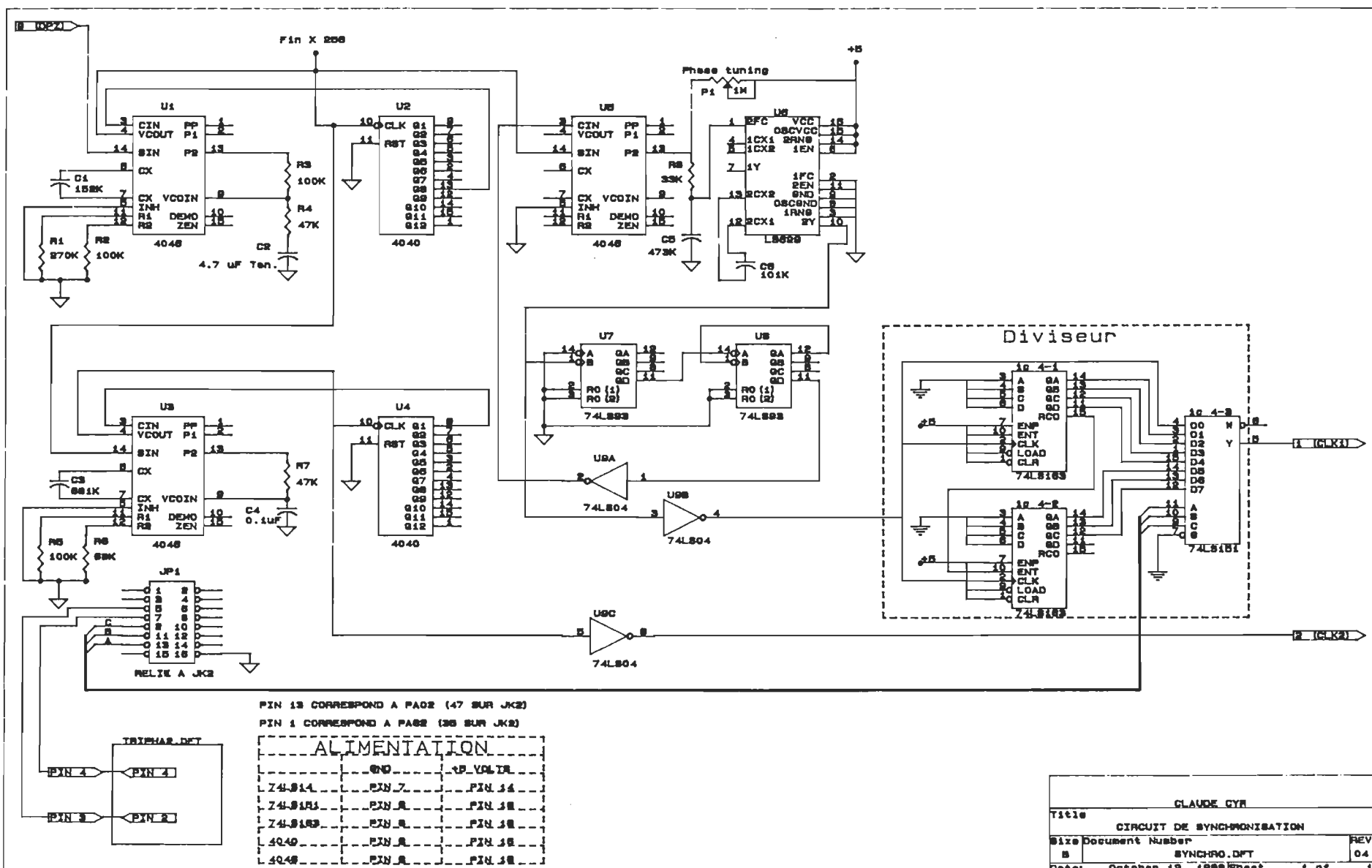
CLAUDE CYR		
Title		
TRAITEMENT DES PASSAGES PAR ZERO		
Size	Document Number	REV
A	TRIPHAZE.DFT	00
Date:	October 12, 1988	Sheet 1 of 2

ANNEXE 3

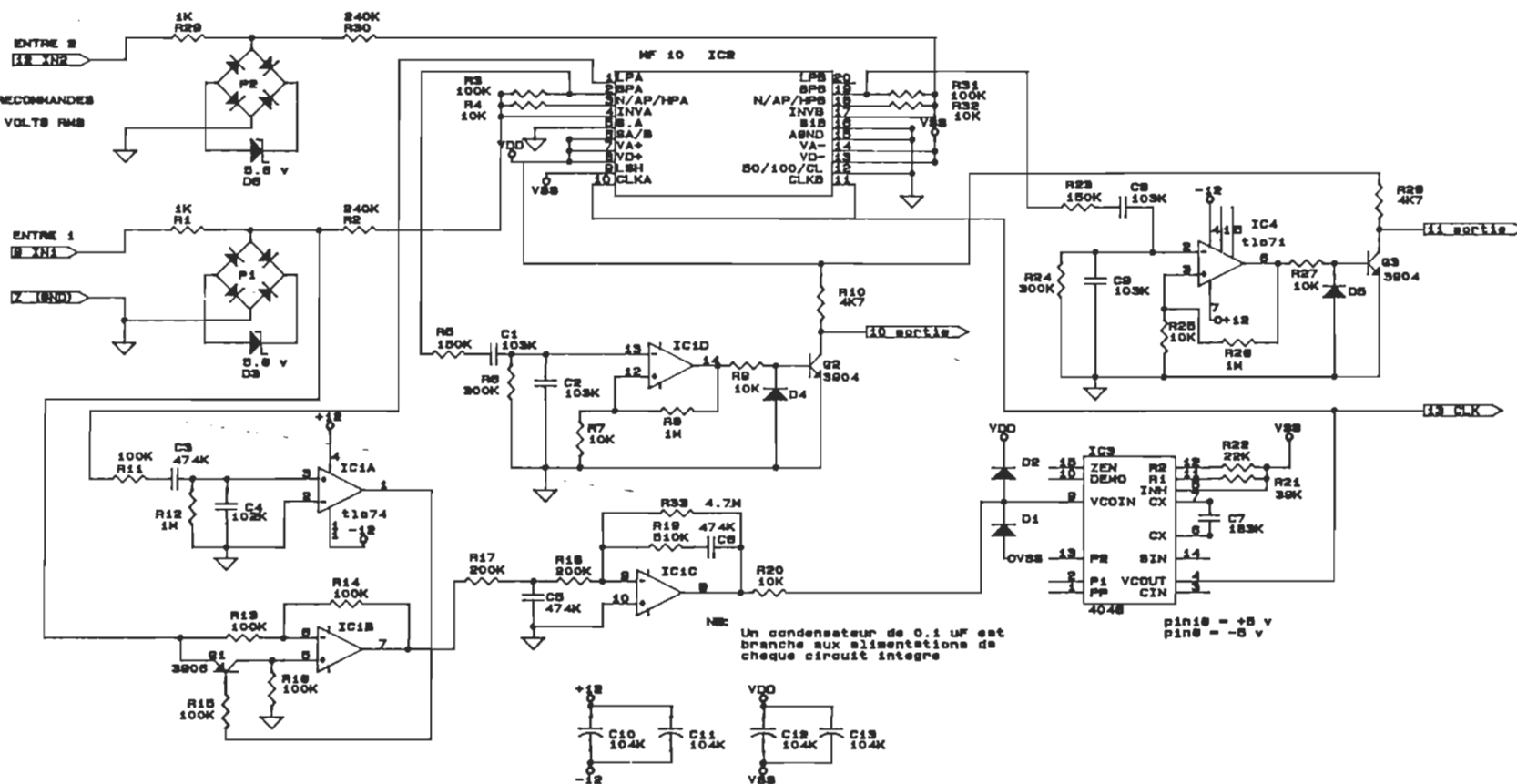
Circuits de contrôle



CLAUDE CYR		
Title		
Carte de mesure		
Size	Document Number	REV
A	mesure.dft	02
Date:	October 12, 1988	Sheet 1 of 1

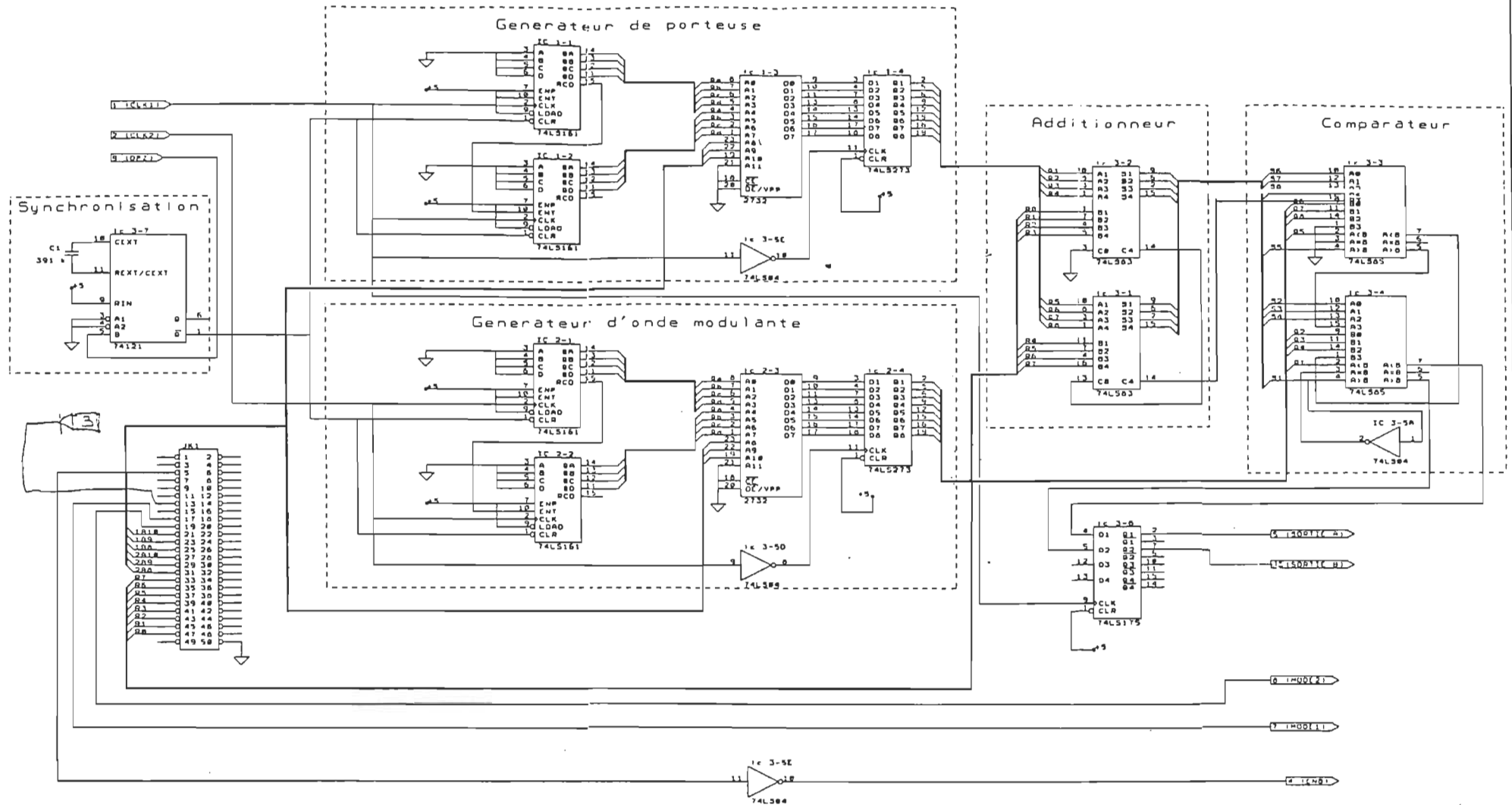


TRANSFO RECOMMANDE
120/12.8 VOLTS RMS



PIN A → +5 VOLTS
PIN B → -5 VOLTS
PIN C → -12 VOLTS
PIN D → +12 VOLTS

CLAUDE CYR			
Title			
Detection de passage par zero			
Size	Document Number	REV	
B	Detect0.dft	05	
Date:	October 11, 1998	Sheet	1 of 1



ALIMENTATION			
	CHQ	ES	VOLT
74LS84	ELN 7	PIN 14	
74LS503	ELN 12	PIN 5	
74LS161	ELN 7	PIN 14	
74LS505	ELN 8	PIN 16	
74LS175	ELN 8	PIN 16	
74LS273	ELN 18	PIN 24	
2732	ELN 12	PIN 24	

ANNEXE 4

Programmes utilisés

```

' *** PROGRAMME MONO.BAS ***
' *** RUNGE KUTTA ordre 4 ***
'
' Evaluation d'une fonction par Runge-Kutta ordre 4 avec pas de
' calcul constant et sauvegarde des donnees en ASCII pour GRAPHER
'
' Les routines sont utilisees pour resoudre les equations decrivant
' les reponses temporelles d'un convertisseur statique.

```

```

cls
DEFINT j,n,z
DEFSNG s           'Toute variable debutant par s est simple precision
DEFDBL d           'Toute variable debutant par d est double precision
$STACK 4096

```

```

DIM dvx(3),ddvxdt(3),dvxout(3),svxstock(510,7)
nvar=6              'Nombres de variables qui seront stocke
dpi=4*atn(1)
n=1                 'Variable de calcul de la tension
ZFLAG=1             'flag de choix d equations
nsauve=0            'Variable de sauvegarde
'

```

```

'*** Donnees du problemes ***
'

```

```

Vm = 169.7056
Ra = 1.319
La = .008
Inert = .011
Fric = .0037
Km = .436
'

```

```

'--- Definissons les variables de temps de calcul ---
'

```

```

stemp0=0            'temps initial (seconde)
stempf=.01667       'temps final (seconde)
nstep=5000          'nombre de points a calculer - 1
sTonde=stempf/64    'frequence du hacheur = 3840 hz
'

```

```

'--- Condition initiale des entrees ---
'

```

```

E=0                 'Tension du reseau initiale
T=0                 'Couple de charge initiale
IL=0                'Courant de ligne initiale
Va=0                'Tension Va initiale
'

```

```

' --- conditions initiales
'

```

```

dvx(1)=0            'Courant Ia initiale = 0
dvx(2)=144.8        'Vitesse W initiale = 144.8
'

```

```

'--- Debut des calculs ---
'

```

```

stemp=stemp0        'temps actuel
ddt=(stempf-stemp0)/nstep 'pas de calcul
sh=ddt
'

```

```

' --- sauvegarde des donnees a temps=0
'

```

```

svxstock(1,1)=stemp 'Sauvegarde des variables dans l ordre
svxstock(1,2)=E      'temps,E,Va,IL,Ia,w
svxstock(1,3)=Va
svxstock(1,4)=IL
svxstock(1,5)=dvx(1)
svxstock(1,6)=dvx(2)
'

```

```

npoint=1          'pointeur pour les donnees sauvegardees

' --- traitement
FOR Z=1 TO nstep
    CALL DERIVS(dvx(),ddvxdt())          'calcul les derivees
    ,
    CALL RK4(dvx(),ddvxdt(),sh,dvxout()) 'calcul des variables
    stemps=stemps+ddt
    FOR j=1 TO 2
        dvx(j)=dvxout(j)
    NEXT j
    ,
    ' --- sauvegarde des variables ---
    ,
    IF nsauve = 10 THEN
        npoint=npoint+1
        svxstock(npoint,1)=stemps
        svxstock(npoint,2)=E
        svxstock(npoint,3)=Va
        svxstock(npoint,4)=IL
        svxstock(npoint,5)=dvx(1)
        svxstock(npoint,6)=dvx(2)
        nsauve = 0
    END IF
    nsauve = nsauve +1
    ,
    '--- Calcul de l entree E ---
    ,
    E = Vm*sin(2*dp1*60*stemps)
    ,
    IF stemps > (n*sTonde) THEN
        n=n+1
    END IF
    ,
    IF stemps > ((sTonde*.8)+((n-1)*sTonde)) THEN
        ZFLAG=0
        Va=-abs(E)
    ELSE
        ZFLAG=1
        Va=abs(E)
    END IF
    ,
    IF stemps < (stemps/2) THEN
        IF ZFLAG = 1 THEN
            IL=dvx(1)
        ELSE
            IL=-dvx(1)
        END IF
    ELSE
        IF ZFLAG = 1 THEN
            IL=-dvx(1)
        ELSE
            IL=dvx(1)
        END IF
    END IF
    ,
    locate 12,40
    PRINT Z
NEXT Z
,
' --- sauvegarde des donnees pour GRAPHER ---
,
CALL SMATLAB(svxstock(),npoint,nvar)
,
BEEP(2)

```

END

' Fin du main

\$INCLUDE "RK4.BAS"

\$INCLUDE "DERIVS.BAS"

\$INCLUDE "SMATLAB.BAS"

END

```

' *** PROGRAMME RK4 ***
'
' Evaluation d'un point par la methode de Runge-Kutta quatrieme ordre
'
' Parametres d'entree: dvx : variables
'                      ddvxdx : derivees de dvx au temps sx
'                      sh : intervalle de calcul
'
' Parametres de sortie: dvxout : variables incrementees
'
' Les routines permettant de calculer les derivees doit etre presentent
' sous le nom "DERIVS"
'

SUB RK4(dvx(1),ddvxdx(1),sh,dvxout(1))
  SHARED ZFLAG
  LOCAL K1(),K2(),K3(),K4(),dx1(),dx2(),dx3(),d2vxdx(),d3vxdx(),d4vxdx()
  DIM K1(3),K2(3),K3(3),K4(3),dx1(3),dx2(3),dx3(3),d2vxdx(3),d3vxdx(3),d4vxdx(3)
  j=1
  ' --- Calcul de K1 ---
  FOR j=1 TO 2
    K1(j)=sh*ddvxdx(j)          'K1=h*F(x(i))
    dx1(j)=dvx(j)+(K1(j)/2)
  NEXT j
  ' --- Calcul de K2 ---
  j=1
  CALL DERIVS(dx1(),d2vxdx())    'Solutionne pour x(i)+k1(i)/2
  FOR j=1 TO 2
    K2(j)=sh*d2vxdx(j)          'K2=h*F(x(i)+k1/2)
    dx2(j)=dvx(j)+(k2(j)/2)
  NEXT j
  ' --- Calcul de K3 ---
  j=1
  CALL DERIVS(dx2(),d3vxdx())    'Solutionne pour x(i)+k2/2
  FOR j=1 TO 2
    K3(j)=sh*d3vxdx(j)          'K3=h*F(x(i)+K2/2)
    dx3(j)=dvx(j)+K3(j)
  NEXT j
  ' --- Calcul de K4 ---
  j=1
  CALL DERIVS(dx3(),d4vxdx())    'Solutionne pour x(i)+k3
  FOR j=1 TO 2
    K4(j)=sh*d4vxdx(j)          'K4=h*F(x(i)+k3)
    '--- Calcul de X(k+1) ---    'Calcul de x(i)+1/6*(K1+2K2+2K3+k4)
    dvxout(j)=dvx(j)+((1/6)*(K1(j)+(2*K2(j))+(2*K3(j))+K4(j)))
  NEXT j
END SUB

```

' *** PROGRAMME DERIVS ***

,

' Evaluation des derivees d'une serie d'equations en vue de leur
' resolution (Runge-Kutta ou autres)

,

' Parametres d'entree: dvx : valeur des variables au temps stemps

,

' Parametres de sortie: ddvxdx : derivees au temps stemps

,

SUB DERIVS(dvx(1),ddvxdx(1))

 SHARED E,Va,T,Ra,La,Km,Inert,Fric

,

'--- Debut de calcul ---

,

ddvxdx(1)=(Va/La)-((Ra/La)*dvx(1))-((Km/La)*dvx(2)) 'dIa/dt = Va/La - (Ra/La * Ia) - (Km/La * W)

ddvxdx(2)=((Km/Inert)*dvx(1))-((Fric/Inert)*dvx(2))-(T/Inert) 'dW/dt = (Km/J * Ia) - (F/J * W) - T/J

END SUB

```

' *** PROGRAMME SMATLAB ***
'
' Sauvegarde d'un tableau de donnees en ASCII pour MATLAB
'
' Parametres d'entree : svxstock : matrice contenant les donnees
'                      nran : nombre de rangees de la matrice
'                      ncol : nombre de colonnes de la matrice
'
SUB SMATLAB(svxstock(2),nran,ncol)

LOCAL i,j

OPEN "claude0.dat" FOR OUTPUT AS #1          'Parametres du moteur (t,Va,Ia,w)
OPEN "claude1.dat" FOR OUTPUT AS #2          'Parametre de ligne (t,E,IL)
FOR i=1 TO nran

PRINT #1,svxstock(i,1);svxstock(i,3);svxstock(i,5);svxstock(i,6);
PRINT #1,""
PRINT #2,svxstock(i,1);svxstock(i,2);svxstock(i,4);
PRINT #2,""

NEXT i

CLOSE #1
CLOSE #2

END SUB

```

```
' *** PROGRAMME HARMO.BAS ***
' *** RUNGE KUTTA ordre 4 ***
'
' Evaluation d'une fonction par Runge-Kutta ordre 4 avec pas de
' calcul constant et sauvegarde des donnees en ASCII pour GRAPHER
'
' Les routines sont utilisees pour resoudre les equations decrivant
' les reponses temporelles d'un convertisseur statique.
```

```
cls
DEFINT j,n,Z
DEFSNG s           'Toute variable debutant par s est simple precision
DEFDBL d           'Toute variable debutant par d est double precision
$STACK 4096
```

```
DIM dvx(3),ddvxd(3),dvxout(3),svxstock(550,11)
DIM sAt(210),sBt(210),sA(210),sB(210)
DIM sH(210),sangle(210),nF(210)
nvar=10             'Nombres de variables qui seront stocke
dpi=4*atn(1)
n1=1                'Variable de calcul de la tension
nsauve=0            'Variable de sauvegarde
ncompte=0
'
```

```
'*** Donnees du problemes ***
'
```

```
Vm = 124.5
Ra = 1.319
La = .008
Inert = .011
Fric = .0037
Km = .436
'
```

```
'--- Definissons les variables de temps de calcul ---
'
```

```
stemp0=0            'temps initial (seconde)
stempf=.01667       'temps final (seconde)
nstep=5000          'nombre de points a calculer - 1
sTonde=stempf/64    'frequence du hacheur = 3840 hz
'
```

```
'--- Condition initiale des entrees ---
'
```

```
Ea=0                'Tension ligne du reseau initiale
Eb=-107.8
Ec=107.8
T=1.63              'Couple de charge initiale
ILa=0                'Courant de ligne initiale
ILb=0
ILc=0
Va=-Eb              'Tension Va initiale
'
```

```
' --- conditions initiales
'
```

```
dvx(1)=4.5          'Courant Ia initiale = 4.5
dvx(2)=148.4        'Vitesse W initiale = 148.4
'
```

```
'--- Debut des calculs ---
'
```

```
stemp=stemp0        'temps actuel
ddt=(stempf-stemp0)/nstep 'pas de calcul
sh=ddt
'
```

```
' --- sauvegarde des donnees a temps=0
'
```



```

svxstock(1,1)=stemps 'Sauvegarde des variables dans 1 ordre
svxstock(1,2)=Ea      'temps,Ea,Eb,Ec,ILa,ILb,ILc,Va,Ia,w
svxstock(1,3)=Eb
svxstock(1,4)=Ec
svxstock(1,5)=ILa
svxstock(1,6)=ILb
svxstock(1,7)=ILc
svxstock(1,8)=Va
svxstock(1,9)=dvx(1)
svxstock(1,10)=dvx(2)
,
npoint=1              'pointeur pour les donnees sauvegardees

' --- traitement
FOR Z=1 TO nstep
    CALL DERIVS(dvx(),ddvxdt())      'calcul les derivees
    ,
    CALL RK4(dvx(),ddvxdt(),sh,dvxout()) 'calcul des variables
    temps=temps+ddt
    FOR j=1 TO 2
        dvx(j)=dvxout(j)
    NEXT j
    ,
' --- sauvegarde des variables ---
,
    IF nsauve = 10 THEN
        npoint=npoint+1
        svxstock(npoint,1)=stemps
        svxstock(npoint,2)=Ea
        svxstock(npoint,3)=Eb
        svxstock(npoint,4)=Ec
        svxstock(npoint,5)=ILa
        svxstock(npoint,6)=ILb
        svxstock(npoint,7)=ILc
        svxstock(npoint,8)=Va
        svxstock(npoint,9)=dvx(1)
        svxstock(npoint,10)=dvx(2)
        nsauve = 0
    END IF
    nsauve = nsauve +1
    ,
'--- Calcul de 1 entree E ---
,
    Ea = Vm*sin(2*dp1*60*stemps)
    Eb = Vm*sin((2*dp1*60*stemps)-2.894)
    Ec = Vm*sin((2*dp1*60*stemps)+2.894)
    ,
    IF temps > (n1*sTonde) THEN
        n1=n1+1
    END IF
    ,
    IF temps > ((sTonde*.8)+((n1-1)*sTonde)) THEN
        Va=-abs(E)
        Ib=-dvx(1)
    ELSE
        Va=abs(E)
        Ib=dvx(1)
    END IF
    ,
    IF temps > 0.001389 AND temps <= 0.009722 THEN
        ncompte = ncompte + 1
        FOR n = 1 to 201 step 2
            sA(n)=ILa*sin(2*dp1*n*60*(stemps-.001389))
            sB(n)=ILa*cos(2*dp1*n*60*(stemps-.001389))
            sAt(n) = sAt(n) + sA(n)
            sBt(n) = sBt(n) + sB(n)
        NEXT n
    END IF

```

```

NEXT n
END IF
,
IF stemp >= 0 AND stemp < .002778 THEN
    ILa=0
    ILb=-Ib
    ILc=Ib
    E=-Eb
END IF
IF stemp >= .002778 AND stemp < .005556 THEN
    ILa=Ib
    ILb=-Ib
    ILc=0
    E=Ea
END IF
IF stemp >= .005556 AND stemp < .008333 THEN
    ILa=Ib
    ILb=0
    ILc=-Ib
    E=-Ec
END IF
IF stemp >= .008333 AND stemp < .011111 THEN
    ILa=0
    ILb=Ib
    ILc=-Ib
    E=Eb
END IF
IF stemp >= .011111 AND stemp < .013889 THEN
    ILa=-Ib
    ILb=Ib
    ILc=0
    E=-Ea
END IF
IF stemp >= .013889 AND stemp < .016667 THEN
    ILa=-Ib
    ILb=0
    ILc=Ib
    E=Ec
END IF
,
locate 12,40
PRINT Z
NEXT Z
,
' Calcul du contenu harmoniques
,
locate 14,30
print "Calcul du contenu harmonique"
FOR n = 1 to 201 step 2
    sAt(n) = (2*sAt(n))/ncompte
    sBt(n) = (2*sBt(n))/ncompte
    sH(n) = sqrt(sAt(n)^2 + sBt(n)^2)
    sangle(n) = atn(sBt(n)/sAt(n))
    nF(n) = n * 60
NEXT n
,
locate 16,30
PRINT "Sauvegarde des variables"
,
' --- sauvegarde des donnees pour GRAPHER ---
,
CALL SORTIE(svxstock(),sH(),sangle(),nF(),npoint,nvar)
,
locate 18,30
PRINT "Calcul du courant filtre"
,

```

```
' --- Va calculer la nouvelle forme d'onde filtrer ---  
,  
CALL CALCUL(sH(),sangle(),nF())  
,  
locate 20,30  
Print "Calcul terminer"  
,  
BEEP(2)  
  
END  
  
' Fin du main  
  
$INCLUDE "RK4.BAS"  
$INCLUDE "DERIVS.BAS"  
$INCLUDE "SORTIE.BAS"  
$INCLUDE "CALCUL.BAS"  
  
END
```

```

' *** PROGRAMME RK4 ***
'
' Evaluation d'un point par la methode de Runge-Kutta quatrieme ordre
'
' Parametres d'entree: dvx : variables
'                      ddvxdx : derivees de dvx au temps sx
'                      sh : intervalle de calcul
'
' Parametres de sortie: dvxout : variables incrementees
'
' Les routines permettant de calculer les derivees doit etre presentent
' sous le nom "DERIVS"
'

SUB RK4(dvx(1),ddvxdx(1),sh,dvxout(1))
  SHARED ZFLAG
  LOCAL K1(),K2(),K3(),K4(),dx1(),dx2(),dx3(),d2vxdx(),d3vxdx(),d4vxdx()
  DIM K1(3),K2(3),K3(3),K4(3),dx1(3),dx2(3),dx3(3),d2vxdx(3),d3vxdx(3),d4vxdx(3)
  j=1
  '
  ' --- Calcul de K1 ---
  '
  FOR j=1 TO 2
    K1(j)=sh*ddvxdx(j)          'K1=h*F(x(i))
    dx1(j)=dvx(j)+(K1(j)/2)
  NEXT j
  '
  ' --- Calcul de K2 ---
  '
  j=1
  CALL DERIVS(dx1(),d2vxdx())    'Solutionne pour x(i)+k1(i)/2
  '
  FOR j=1 TO 2
    K2(j)=sh*d2vxdx(j)          'K2=h*F(x(i)+k1/2)
    dx2(j)=dvx(j)+(K2(j)/2)
  NEXT j
  '
  ' --- Calcul de K3 ---
  '
  j=1
  CALL DERIVS(dx2(),d3vxdx())    'Solutionne pour x(i)+k2/2
  '
  FOR j=1 TO 2
    K3(j)=sh*d3vxdx(j)          'K3=h*F(x(i)+K2/2)
    dx3(j)=dvx(j)+K3(j)
  NEXT j
  '
  ' --- Calcul de K4 ---
  '
  j=1
  CALL DERIVS(dx3(),d4vxdx())    'Solutionne pour x(i)+k3
  '
  FOR j=1 TO 2
    K4(j)=sh*d4vxdx(j)          'K4=h*F(x(i)+k3)
    '
    ' --- Calcul de X(k+1) ---      'Calcul de x(i)+1/6*(K1+2K2+2K3+k4)
    '
    dvxout(j)=dvx(j)+((1/6)*(K1(j)+(2*K2(j))+(2*K3(j))+K4(j)))
  NEXT j
END SUB

```

```

' *** PROGRAMME DERIVS ***
,
' Evaluation des derivees d'une serie d'equations en vue de leur
' resolution (Runge-Kutta ou autres)
,
' Parametres d'entree: dvx : valeur des variables au temps stemp
,
' Parametres de sortie: ddvxdt : derivees au temps stemp
,

SUB DERIVS(dvx(1),ddvxdt(1))

    SHARED E,Va,T,Ra,La,Km,Inert,Fric
,
'--- Debut de calcul ---
,
ddvxdt(1)=(Va/La)-((Ra/La)*dvx(1))-((Km/La)*dvx(2))      'dIa/dt = Va/La - (Ra/La * Ia) - (Km/La * W)
ddvxdt(2)=((Km/Inert)*dvx(1))-((Fric/Inert)*dvx(2))-(T/Inert)  'dW/dt = (Km/J * Ia) - (F/J * W) - T/J

END SUB

```

```

,
'Sous routine de reconstitution du courant de ligne filtre
,
SUB CALCUL(sH(1),sangle(1),nF(1))
,
LOCAL L,C,wr,sVligne(),signal(),sdure()
,
SHARED dpi,Vm
,
DIM signal(400),sdure(400),sVligne(400)
,
,
L=700E-6
C=20E-6
,
wr = 1/(sqr(2*L*C))
,
FOR n = 21 to 201 step 2
    sH(n) = sH(n)/(1-((2*dpi*nF(n))/wr))
NEXT n
,
FOR nteta = 1 to 360
    FOR n = 1 to 201 step 2
        signal(nteta) = signal(nteta) + (sH(n) * sin((n*(nteta*dpi/180))+sangle(n)))
    NEXT n
    sdure(nteta) = (nteta*(1/60))/360
    sVligne(nteta) = (Vm/sqr(3)) * sin(nteta*dpi/180)
NEXT nteta
,
OPEN "signal.dat" FOR OUTPUT AS #6
,
FOR i = 1 to 360
    PRINT #6,sdure(i);sVligne(i);signal(i);
    PRINT #6,""
NEXT i
,
CLOSE #6
,
END SUB

```

```

' *** PROGRAMME SORTIE ***
'
' Sauvegarde d'un tableau de donnees en ASCII pour GRAPHER
'
' Parametres d'entree : svxstock : matrice contenant les donnees
'                       nran : nombre de rangees de la matrice
'                       ncol : nombre de colonnes de la matrice
'

SUB SORTIE(svxstock(2),sH(1),sangle(1),nF(1),nran,ncol)

    LOCAL i,j

    OPEN "TRI0.dat" FOR OUTPUT AS #1           'Parametres t,Ea,ILa
    OPEN "TRI1.dat" FOR OUTPUT AS #2           'Parametres t,Eb,ILb
    OPEN "TRI2.dat" FOR OUTPUT AS #3           'Parametres t,Ec,ILc
    OPEN "TRI3.dat" FOR OUTPUT AS #4           'parametres t,Va,Ia,w
    OPEN "HARM0.dat" FOR OUTPUT AS #5           'contenue harmonique

    FOR i=1 TO nran
        PRINT #1,svxstock(i,1);svxstock(i,2);svxstock(i,5);
        PRINT #1,""
        PRINT #2,svxstock(i,1);svxstock(i,3);svxstock(i,6);
        PRINT #2,""
        PRINT #3,svxstock(i,1);svxstock(i,4);svxstock(i,7);
        PRINT #3,""
        PRINT #4,svxstock(i,1);svxstock(i,8);svxstock(i,9);svxstock(i,10);
        PRINT #4,""
    NEXT i
    ,
    FOR i = 1 to 201 step 2
        PRINT #5, nF(i);sH(i);sangle(i);
        PRINT #5,""
    NEXT i

    CLOSE #1
    CLOSE #2
    CLOSE #3
    CLOSE #4
    CLOSE #5

END SUB

```

```

' *** PROGRAMME I1.bas ***
' *** RUNGE KUTTA ordre 4 ***
'
' Evaluation d'une fonction par Runge-Kutta ordre 4 avec pas de
' calcul constant et sauvegarde des donnees en ASCII pour GRAPHER
'
' Les routines sont utilisees pour resoudre les equations decrivant
' les reponses temporelles d'un convertisseur statique.

cls
DEFINT j,n,z
DEFSNG s           'Toute variable debutant par s est simple precision
DEFDBL d           'Toute variable debutant par d est double precision
$STACK 4096

DIM dvx(3),ddvxdt(3),dvxout(3),svxstock(550,4)
nvar=3             'Nombres de variables qui seront stocke
dpi=4*atn(1)
n1=1               'Variable de calcul de la tension
nsauve=0           'Variable de sauvegarde
ncompte=0
'
'*** Donnees du problemes ***
'
Vm = 124.5
Ra = 1.319
La = .000
Inert = .011
Fric = .0037
Km = .436
'
'--- Definissons les variables de temps de calcul ---
'
stemp0=0           'temps initial (seconde)
stempf=.016667     'temps final (seconde)
nstep=5000         'nombre de points a calculer - 1
sTonde=stempf/64   'frequence du hacheur = 3840 hz
'
'--- Condition initiale des entrees ---
'
Ea=0               'Tension ligne du reseau initiale
Eb=-107.8
Ec=107.8
T=1.707           'Couple moteur pour freinage
ILa=0              'Courant de ligne initiale
ILb=0
ILc=0
Va=-Eb             'Tension Va initiale
sA=0:sB=0:sAt=0:sBt=0
'
' --- conditions initiales
'
dvx(1)=4           'Courant Ia initiale = -2.5
dvx(2)=9.92        'Vitesse W initiale = 142
'
'--- Debut des calculs ---
'
stemp=stemp0       'temps actuel
ddt=(stempf-stemp0)/nstep 'pas de calcul
sh=ddt
'
' --- sauvegarde des donnees a temps=0
'
svxstock(1,1)=stemp 'Sauvegarde des variables dans 1 ordre

```



```

svxstock(1,2)=Ea      temps,Ea,Ila
svxstock(1,3)=Ila
,
npoint=1              'pointeur pour les donnees sauvegardees

' --- traitement
FOR Z=1 TO 3125
    CALL DERIVS(dvx(),ddvxdt())      'calcul les derivees
    ,
    CALL RK4(dvx(),ddvxdt(),sh,dvxout()) 'calcul des variables
    stemps=stepps+ddt
    FOR j=1 TO 2
        dvx(j)=dvxout(j)
    NEXT j
    ,
' --- sauvegarde des variables ---
,
    IF nsauve = 10 THEN
        npoint=npoint+1
        svxstock(npoint,1)=stepps
        svxstock(npoint,2)=Ea
        svxstock(npoint,3)=Ila
        nsauve = 0
    END IF
    nsauve = nsauve +1
    ,
' --- Calcul de l entree E ---
    ,
    Ea = Vm*sin(2*dpi*60*stepps)
    Eb = Vm*sin((2*dpi*60*stepps)-2.094)
    Ec = Vm*sin((2*dpi*60*stepps)+2.094)
    ,
    IF stepps > (n1*sTonde) THEN
        n1=n1+1
    END IF
    ,
    IF stepps > ((sTonde*.54)+((n1-1)*sTonde)) THEN
        Va=-abs(E)
        Ib=-dvx(1)
    ELSE
        Va=abs(E)
        Ib=dvx(1)
    END IF
    ,
    IF stepps > 0.001389 AND stepps <= 0.009722 THEN
        ncompte = ncompte + 1
        sA1=Ila*sin(2*dpi*60*(stepps-.001389))
        sB1=Ila*cos(2*dpi*60*(stepps-.001389))
        sAt1 = sAt1 + sA1
        sBt1 = sBt1 + sB1
        sA5=Ila*sin(2*dpi*300*(stepps-.001389))
        sB5=Ila*cos(2*dpi*300*(stepps-.001389))
        sAt5 = sAt5 + sA5
        sBt5 = sBt5 + sB5
        sA7=Ila*sin(2*dpi*420*(stepps-.001389))
        sB7=Ila*cos(2*dpi*420*(stepps-.001389))
        sAt7 = sAt7 + sA7
        sBt7 = sBt7 + sB7
        sA63=Ila*sin(2*dpi*3780*(stepps-.001389))
        sB63=Ila*cos(2*dpi*3780*(stepps-.001389))
        sAt63 = sAt63 + sA63
        sBt63 = sBt63 + sB63
        sA65=Ila*sin(2*dpi*3900*(stepps-.001389))
        sB65=Ila*cos(2*dpi*3900*(stepps-.001389))
        sAt65 = sAt65 + sA65
        sBt65 = sBt65 + sB65
    END IF

```

```

      END IF
      ,
      IF stemp >= 0 AND stemp < .002778 THEN
        ILa=0
        E=-Eb
      END IF
      IF stemp >= .002778 AND stemp < .005556 THEN
        ILa=Ib
        E=Ea
      END IF
      IF stemp >= .005556 AND stemp < .008333 THEN
        ILa=Ib
        E=-Ec
      END IF
      IF stemp >= .008333 AND stemp < .011111 THEN
        ILa=0
        E=Eb
      END IF
      IF stemp >= .011111 AND stemp < .013889 THEN
        ILa=-Ib
        E=-Ea
      END IF
      IF stemp >= .013889 AND stemp < .016667 THEN
        ILa=-Ib
        E=Ec
      END IF
      ,
      locate 12,40
      PRINT Z
    NEXT Z
  ,

```

```

' Calcul du contenu harmoniques

```

```

locate 14,30
print "Calcul du contenu harmonique"

```

```

sAt1 = (2*sAt1)/ncompte
sBt1 = (2*sBt1)/ncompte
sH1 = sqrt(sAt1^2 + sBt1^2)
sangle1 = atn(sBt1/sAt1)
sAt5 = (2*sAt5)/ncompte
sBt5 = (2*sBt5)/ncompte
sH5 = sqrt(sAt5^2 + sBt5^2)
sangle5 = atn(sBt5/sAt5)
sAt7 = (2*sAt7)/ncompte
sBt7 = (2*sBt7)/ncompte
sH7 = sqrt(sAt7^2 + sBt7^2)
sangle7 = atn(sBt7/sAt7)
sAt63 = (2*sAt63)/ncompte
sBt63 = (2*sBt63)/ncompte
sH63 = sqrt(sAt63^2 + sBt63^2)
sangle63 = atn(sBt63/sAt63)
sAt65 = (2*sAt65)/ncompte
sBt65 = (2*sBt65)/ncompte
sH65 = sqrt(sAt65^2 + sBt65^2)
sangle65 = atn(sBt65/sAt65)
locate 16,30
print sH1;sangle1
print sH5;sangle5
print sH7;sangle7
print sH63;sangle63
print sH65;sangle65

```

```

locate 18,30
PRINT "Sauvegarde des variables"

```

```
' --- sauvegarde des donnees pour GRAPHER ---  
,  
CALL SORTIE3(svxstock(),npoint,nvar)  
,  
locate 20,30  
Print "Calcul terminer"  
,  
BEEP(2)  
  
END  
  
' Fin du main  
  
$INCLUDE "RK4.BAS"  
$INCLUDE "DERIVS.BAS"  
$INCLUDE "SORTIE3.BAS"  
  
END
```

```

' *** PROGRAMME RK4 ***
'
' Evaluation d'un point par la methode de Runge-Kutta quatrieme ordre
'
' Parametres d'entree: dvx : variables
'                      ddvxdt : derivees de dvx au temps sx
'                      sh : intervalle de calcul
'
' Parametres de sortie: dvxout : variables incrementees
'
' Les routines permettant de calculer les derivees doit etre presentent
' sous le nom "DERIVS"
'

SUB RK4(dvx(1),ddvxdt(1),sh,dvxout(1))
  SHARED ZFLAG
  LOCAL K1(),K2(),K3(),K4(),dx1(),dx2(),dx3(),d2vxdt(),d3vxdt(),d4vxdt()
  DIM K1(3),K2(3),K3(3),K4(3),dx1(3),dx2(3),dx3(3),d2vxdt(3),d3vxdt(3),d4vxdt(3)
  j=1
  '
  ' --- Calcul de K1 ---
  '
  FOR j=1 TO 2
    K1(j)=sh*ddvxdt(j)          'K1=h*F(x(i))
    dx1(j)=dvx(j)+(K1(j)/2)
  NEXT j
  '
  ' --- Calcul de K2 ---
  '
  j=1
  CALL DERIVS(dx1(),d2vxdt())    'Solutionne pour x(i)+k1(i)/2
  '
  FOR j=1 TO 2
    K2(j)=sh*d2vxdt(j)          'K2=h*F(x(i)+k1/2)
    dx2(j)=dvx(j)+(K2(j)/2)
  NEXT j
  '
  ' --- Calcul de K3 ---
  '
  j=1
  CALL DERIVS(dx2(),d3vxdt())    'Solutionne pour x(i)+k2/2
  '
  FOR j=1 TO 2
    K3(j)=sh*d3vxdt(j)          'K3=h*F(x(i)+K2/2)
    dx3(j)=dvx(j)+K3(j)
  NEXT j
  '
  ' --- Calcul de K4 ---
  '
  j=1
  CALL DERIVS(dx3(),d4vxdt())    'Solutionne pour x(i)+k3
  '
  FOR j=1 TO 2
    K4(j)=sh*d4vxdt(j)          'K4=h*F(x(i)+k3)
    '--- Calcul de X(k+1) ---    'Calcul de x(i)+1/6*(K1+2K2+2K3+k4)
    '
    dvxout(j)=dvx(j)+((1/6)*(K1(j)+(2*K2(j))+(2*K3(j))+K4(j)))
  NEXT j
END SUB

```

```

' *** PROGRAMME DERIVS ***
'
' Evaluation des derivees d'une serie d'equations en vue de leur
' resolution (Runge-Kutta ou autres)
'
' Parametres d'entree: dvx : valeur des variables au temps stemp
'
' Parametres de sortie: ddvxdt : derivees au temps stemp
'

SUB DERIVS(dvx(1),ddvxdt(1))

    SHARED E,Va,T,Ra,La,Km,Inert,Fric
    ,
'--- Debut de calcul ---
'
ddvxdt(1)=(Va/La)-((Ra/La)*dvx(1))-((Km/La)*dvx(2))      'dIa/dt = Va/La - (Ra/La * Ia) - (Km/La * W)
ddvxdt(2)=((Km/Inert)*dvx(1))-((Fric/Inert)*dvx(2))-(T/Inert)  'dW/dt = (Km/J * Ia) - (F/J * W) - T/J

END SUB

```

```

' *** PROGRAMME SORTIE3 ***
'
' Sauvegarde d'un tableau de donnees en ASCII pour GRAPHER
'
' Parametres d'entree : svxstock : matrice contenant les donnees
'                       nran : nombre de rangees de la matrice
'                       ncol : nombre de colonnes de la matrice
'

SUB SORTIE3(svxstock(2),nran,ncol)

    LOCAL i,j

    OPEN "TRI30.dat" FOR OUTPUT AS #1          'Parametres t,Ea,ILa

    FOR i=1 TO nran
        PRINT #1,svxstock(i,1);svxstock(i,2);svxstock(i,3);
        PRINT #1,""
    NEXT i

    CLOSE #1

END SUB

```

...

```

1. #####
2. ***          PROGRAMME TEST2.A6B          ****
3. #####
4. ***          CE PROGRAMME EST UN REGULATEUR DE COURANT      ****
5. ***          UTILISANT UNE REFERENCE EXTERNE PROVENANT      ****
6. ***          D'UN POTENTIOMETRE BIPOLAIRE                  ****
7. ***          FONCTIONNANT AVEC UN HACHEUR EN H              ****
8. ***          VERIFICATION DE MARCHE/ARRET                   ****
9. #####
  
```

0'000000

```

10.
11.          SECTION 0
12. *
13. * DEFINITION DES REGISTRE DES PIT 68230
14. * PIT #1 RELIER A JK1
15. *
  
```

# 00FF0401	16. P6CR1 EQU	\$FF0401
# 00FF0403	17. PSRR1 EQU	P6CR1+2
# 00FF0405	18. PADDR1 EQU	PSRR1+2
# 00FF0407	19. PBDDR1 EQU	PADDR1+2
# 00FF0409	20. PCDDR1 EQU	PBDDR1+2
# 00FF040B	21. PIV1 EQU	PCDDR1+2
# 00FF040D	22. PACR1 EQU	PIV1+2
# 00FF040F	23. PBCR1 EQU	PACR1+2
# 00FF0411	24. PADR1 EQU	PBCR1+2
# 00FF0413	25. PBDR1 EQU	PADR1+2
# 00FF0419	26. PCDR1 EQU	PBDR1+6
# 00FF041B	27. PSR1 EQU	PCDR1+2
# 00FF0421	28. TCR1 EQU	PSR1+6

```

29.
30. *
31. * PIT #2 RELIER A JK2
32. *
33.
  
```

# 00FF0441	34. P6CR2 EQU	\$FF0441
# 00FF0443	35. PSRR2 EQU	P6CR2+2
# 00FF0445	36. PADDR2 EQU	PSRR2+2
# 00FF0447	37. PBDDR2 EQU	PADDR2+2
# 00FF0449	38. PCDDR2 EQU	PBDDR2+2
# 00FF044B	39. PIV2 EQU	PCDDR2+2
# 00FF044D	40. PACR2 EQU	PIV2+2
# 00FF044F	41. PBCR2 EQU	PACR2+2
# 00FF0451	42. PADR2 EQU	PBCR2+2
# 00FF0453	43. PBDR2 EQU	PADR2+2
# 00FF0459	44. PCDR2 EQU	PBDR2+6
# 00FF045B	45. PSR2 EQU	PCDR2+2
# 00FF0461	46. TCR2 EQU	PSR2+6
# 00FF0463	47. TIV2 EQU	TCR2+2
# 00FF0465	48. CPR2 EQU	TIV2+2
# 00FF0467	49. CPRH2 EQU	TIV2+4
# 00FF0469	50. CPRM2 EQU	CPRH2+2
# 00FF046B	51. CPRL2 EQU	CPRM2+2
# 00FF046D	52. CR2 EQU	CPRL2+2
# 00FF046F	53. CRH2 EQU	CPRL2+4
# 00FF0471	54. CRM2 EQU	CRH2+2
# 00FF0473	55. CRL2 EQU	CRM2+2
# 00FF0475	56. TSR2 EQU	CRL2+2

C:TEST2.LTX , C:TEST2.PRN , = C:TEST2.A68

...

	57.		
	58.	*	
	59.	* DEFINITION DU AND	
	60.	*	
	61.		
# 00FF0081	62.	SCREG EQU \$FF0081	STATUS CONTROL REGISTER
# 00FF0085	63.	GCREG EQU \$FF0085	GAIN CHANNEL REGISTER
# 00FF0086	64.	AD EQU \$FF0086	ESPACE DU EST PLACEE LE BYTE DU HAUT
	65.		
	66.	*	
	67.	* ADRESSE DE LA SOUSROUTINE D INTERRUPTION	
	68.	*	
	69.		
# 00000100	70.	LIEU EQU \$100	
	71.		
	72.	*	
	73.	* DEFINITION DES ONDES MODULANTES	
	74.	*	
	75.		
# 00000001	76.	MSIN EQU \$01	
# 00000000	77.	MEQU EQU \$00	
	78.		
	79.	*	
	80.	* DEFINITION DE ONDES PORTEUSES	
	81.	*	
	82.		
# 00000000	83.	TRI EQU \$00	
# 00000000	84.	SCIE EQU \$00	
	85.		
	86.	*	
	87.	* CHOIX DU MODE DE FONCTIONNEMENT	
	88.	*	
	89.		
# 000000C0	90.	MODE0 EQU \$C0	FONCTIONNEMENT EN H
# 00000000	91.	MODE1 EQU \$00	BRAS T2 ET T3
# 00000040	92.	MODE2 EQU \$40	BRAS T1 ET T4
# 00000000	93.	MODE3 EQU \$00	ARRET
	94.		
	95.	*	
	96.	* SORTIE POUR L'ADDITIONNEUR	
	97.	*	
	98.		
0'000000 <1>	99.	SORTI DS.8 1	
	100.		
	101.	*	
	102.	* SORTIE POUR LE CHOIX DE FREQUENCE	
	103.	*	
	104.		
0'000001 <1>	105.	FREQ DS.8 1	
	106.		
	107.	*	
	108.	* ESPACE TAMPON	
	109.	*	
0'000002 <4>	110.	PART1 DS.L 1	RESULTAT DU PROPORTIONNELLE (32 BITS)
0'000006 <4>	111.	PART2 DS.L 1	RESULTAT DE L INTEGRALE (32 BITS)
0'00000A <4>	112.	VASORTI DS.L 1	VARIABLE DE SORTIE 32 BITS

C:TEST2.LTX , C:TEST2.PRN , = C:TEST2.A68

...

0'00000E <1>	113.	TEST DS.B 1	VARIABLE DE TEST POUR LE A/D
0'00000F <1>	114.	FLAG DS.B 1	FLAG POUR LA VARIATION DE FREQ
0'000010 <2>	115.	REF DS.W 1	REFERENCE DE COURANT
0'000012 <2>	116.	RETOUR DS.W 1	LECTURE DE COURANT
0'000014 <2>	117.	KP DS.W 1	GAIN KP x 2048
0'000016 <2>	118.	KIT DS.W 1	GAIN KIT x 2048
0'000018 <2>	119.	ERRPAS DS.W 1	ERREUR AU TEMPS (N-1) (SIGNEE)
0'00001A <2>	120.	ERRACT DS.W 1	ERREUR AU TEMPS (N) (SIGNEE)
	121.		
	122.	*	
1'000000	123.	SECTION 1	
	124.	*	
	125.	* INITIALISATION DES INTERRUPTIONS	
	126.	*	
	127.		
1'000000 007C 0400	128.	OR.W #\$0400,SR	MASQUE LES INTERRUPTIONS DE NIVEAU 4
	129.	*	EN DESCENDANT.
1'000004 21FC'00000270 0100	130.	MOVE.L #INTIA,LIEU	PLACE L ADRESSE DE LA SOUS ROUTINE
	131.	*	D INTERRUPTION DANS LE VECTEUR SPECIFIE.
	132.		
	133.	*	
	134.	* INITIALISATION DU PIT #1	
	135.	*	
	136.		
1'00000C 4239 00FF0401	137.	CLR.B P6CR1	MODE 00, H12 ET H34 HORS D USAGE, LOGIQUE INVERSE
1'000012 13FC 0018 00FF0403	138.	MOVE.B #\$18,PSRR1	DMA NON PERMIS ET PORT PC4 EN FONCTION,
	139.	*	
1'00001A 13FC 00FF 00FF0405	140.	MOVE.B #\$FF,PADDR1	PC5 = PIRQ, PC6 = PIACK PORT A EN SORTIE
1'000022 13FC 00FF 00FF0407	141.	MOVE.B #\$FF,PBDDR1	PORT B EN SORTIE
1'00002A 13FC 00FF 00FF0419	142.	MOVE.B #\$FF,PCDR1	INITIALISE TOUT A UN POUR EVITER LES INT.
1'000032 13FC 003B 00FF0409	143.	MOVE.B #\$3B,PCDDR1	PORT C SELON LA CARTE XVME-200
1'00003A 13FC 00F8 00FF040D	144.	MOVE.B #\$F8,PACR1	PORT A = SUBMODE 1X ET H2 EST 1
1'000042 13FC 00F8 00FF040F	145.	MOVE.B #\$F8,PBCR1	PORT B = SUBMODE 1X ET H4 EST 1
1'00004A 4239 00FF0411	146.	CLR.B PADR1	PORT A INITIALISE A \$00
1'000050 4239 00FF0413	147.	CLR.B PBDR1	PORT B INITIALISE A \$00
1'000056 13FC 00FC 00FF0419	148.	MOVE.B #\$FC,PCDR1	PLACE PC0 ET PC1 A 0 POUR
	149.	*	
1'00005E 13FC 0080 00FF0421	150.	MOVE.B #\$80,TCR1	PORT A ET B EN SORTIE PC3 = TOUT, PC7 = TIACK, PC2 = PORTC
	151.	*	
	152.	*	ET LE TIMER EST DISABLED AINSI QUE LES INTERRUPTIONS.
	153.		
	154.	*	
	155.	* INITIALISATION DU PIT #2	
	156.	*	
1'000066 4239 00FF0441	157.	CLR.B P6CR2	MODE 00, H12 ET H34 HORS D USAGE, LOGIQUE INVERSE
1'00006C 13FC 0018	158.	MOVE.B #\$18,PSRR2	DMA NON PERMIS ET PORT PC4 EN FONCTION,

```

00FF0443
159. *
1'000074 13FC 00FF 160. MOVE.B #$FF,PADDR2 PC5 = PIRQ, PC6 = PIACK
00FF0445 PORT A EN SORTIE
1'00007C 13FC 00FF 161. MOVE.B #$FF,PBDDR2 PORT B EN SORTIE
00FF0447
1'000084 13FC 00FF 162. MOVE.B #$FF,PCDR2 INITIALISE TOUT A UN POUR EVITER LES INT.
00FF0459
1'00008C 13FC 003B 163. MOVE.B #$3B,PCDDR2 PORT C SELON LA CARTE XVME-200
00FF0449
1'000094 13FC 00FB 164. MOVE.B #$FB,PACR2 PORT A SUBMODE 1X ET H2 =1
00FF044D
1'00009C 13FC 00FB 165. MOVE.B #$FB,PBCR2 PORT B SUBMODE 1X ET H4 =1
00FF044F
1'0000A4 4239 00FF0451 166. CLR.B PADR2 PORT A INITIALISE A $00
1'0000AA 4239 00FF0453 167. CLR.B PBDR2 PORT B INITIALISE A $00
1'0000B0 13FC 00FC 168. MOVE.B #$FC,PCDR2 PLACE PC0 ET PC1 A 0
00FF0459
169. *
1'0000B8 13FC 00A0 170. MOVE.B #$A0,TCR2 POUR PORT A ET B ET SORTIE
00FF0461 PC3 = TOUT, PC7 = TIACK, PC2 = PORTC
171. *
172. *
1'0000C0 13FC 0040 173. MOVE.B #64,TIV2 ET LE TIMER EST EN ATTENTE
00FF0463 ET LES INTERRUPTIONS VECTORISEES
1'0000C8 283C 000000FA 174. MOVE.L #$FA,D4 VECTEUR D INTERRUPTION #64
1'0000CE 207C 00FF0465 175. MOVEA.L #CPR2,A0 PLACE LE CODE DE DIVISION POUR 1 MSEC
1'0000D4 09C8 0000 176. MOVEP.L D4,0(A0) PLACE LES REGISTRE DE PRECHARGE DES
177. * COMPTES A $FFF
178.
179. *
180. * INITIALISATION DU A/D
181. *
1'0000D8 13FC 0050 182. MOVE.B #$50,SCREG MODE RANDOM ,D4 A 1 ET
00FF0081
183. *
1'0000E0 0239 00EF 184. AND.B #Z11101111,SCREG INTERRUPTION NON PERMISE
00FF0081 RESET LE A/D AVEC UN TOGGLE DU BIT D4
185. *
1'0000E8 13FC 0020 186. MOVE.B #$20,GCREG DE 1 A 0
00FF0085 GAIN DE 1 SUR CANAL0 PROGRAMME
1'0000F0 13FC 0021 187. MOVE.B #$21,GCREG GAIN DE 1 SUR CANAL1 PROGRAMME
00FF0085
188. *
189. * INITIALISATION DES ESPACE MEMOIRE
190. *
1'0000F8 42B9'00000002 191. CLR.L PART1 PART1 = 0
1'0000FE 42B9'00000006 192. CLR.L PART2 PART2 = 0
1'000104 4279'0000001A 193. CLR.W ERRACT ERREUR ACTUELLE = 0
1'00010A 4279'0000001B 194. CLR.W ERRPAS ERREUR PASSEE = 0
1'000110 42B9'0000000A 195. CLR.L VASORTI PLACE LA VARIABLE DE SORTI A 0
1'000116 13FC 001C 196. MOVE.B #$1C,FREQ LA FREQUENCE A DIVISE PAR 4
'00000001
197. *
198. *
1'00011E 4280 199. CLR.L D0 ET L ALIMENTATION TRIPHAASE
OUVERTE

```

```

1'000120 4281      200.      CLR.L D1
1'000122 4282      201.      CLR.L D2
1'000124 4283      202.      CLR.L D3
1'000126 4286      203.      CLR.L D6
1'000128 4239'000000E 204.      CLR.B TEST
1'00012E 4239'000000E 205.      CLR.B TEST
1'000134 4279'00000010 206.      CLR.W REF          REFERENCE A 0
1'00013A 4279'00000012 207.      CLR.W RETOUR        RETOUR A 0
1'000140 33FC 00B0    208.      MOVE.W #$B0,KP          PLACE KP A $B0/$7FF
      '00000014
1'000148 33FC 0020    209.      MOVE.W #$20,KIT          PLACE KIT A $20/$7FF
      '00000016
1'000150 13FC 00B0    210.      MOVE.B #$B0,SORTI        PLACE LA SORTIE A $B0 POUR 0
      '00000000
      211. *          VOLTS MOYEN A LA SORTIE DU HACHEUR
      212.
      213. *
      214. * DEBUT DU PROGRAMME PRINCIPALE
      215. *
1'000158 13F9'00000001 216.      MOVE.B FREQ,PADR2        INITIALISE LE DIVISEUR A 05
      00FF0451
1'000162 103C 0000    217.      MOVE.B #MEQU,D0          MODULANTE EGUALE
1'000166 123C 0000    218.      MOVE.B #TRI,D1          PORTEUSE TRIANGULAIRE
1'00016A 143C 00C0    219.      MOVE.B #MODE0,D2        HACHEUR EN MODE H
1'00016E D001        220.      ADD.B D1,D0
1'000170 D002        221.      ADD.B D2,D0
1'000172 13C0 00FF0413 222.      MOVE.B D0,PBDR1        SELECTIONNE LE MODULATEUR AU
      223. *          COMPLET
      224.
      225.
1'000178 027C 0100    226.      AND.W #$0100,SR          INTERRUPTION DE NIVEAU > QUE 1 PERMISE
1'00017C 0089 0004    227.      BCLR #4,PCDR2          PC4 =0, INTERRUPTION PERMISE
      00FF0459
1'000184 13FC 00A1    228.      MOVE.B #$A1,TCR2          PC3 = TOUT, PC7 = TIACK, PC2 = PORTC
      00FF0461
      229. *          ET LE TIMER EST EN FONCTION
      230. *          ET LES INTERRUPTIONS VECTORISEES
      231. *          PERMISE. TOUT SUR PIT#2
      232.
1'00018C 13F9'00000000 233. DEBUT MOVE.B SORTI,PADR1        ECRIT DANS LA SORTIE
      00FF0411
1'000196 1039 00FF041B 234.      MOVE.B PSR1,D0          PLACE LE STATUS REGISTER DANS D0
1'00019C C03C 0010    235.      AND.B #Z00010000,D0        TEST LE BIT 5
1'0001A0 B03C 0000 6674 236.      IF.B D0 <EQ> #$0 THEN.S
1'0001A6 0239 000F    237.      AND.B #Z00001111,FREQ        SI L INTERRUPTUEUR EST ON ALORS
      '00000001
      238. *          PERMET LA COMMANDE DE REDRESSEUR
1'0001AE 13F9'00000001 239.      MOVE.B FREQ,PADR2
      00FF0451
1'0001B8 4EB9'000003B4 240.      JSR DELAI          ATTEND ET ALIMENTE EN TRIPHASE
1'0001BE 0239 0007    241.      AND.B #Z000001111,FREQ
      '00000001
1'0001C6 13F9'00000001 242.      MOVE.B FREQ,PADR2
      00FF0451
1'0001D0 4201        243.      CLR.B D1
1'0001D2 1239'0000000F 244.      MOVE.B FLAG,D1
  
```

C:TEST2.LTX , C:TEST2.PRN , = C:TEST2.A68

...

```

1'0001D8 B23C 0000 6638 245.          IF.B D1 <EQ> ##0 THEN.S
1'0001DE 4EB9'000003B4 246.          JSR DELAI
1'0001E4 13FC 0003      247.          MOVE.B ##03,FREQ          APRES LE DELAI AUGMENTE LA FREQUENCE A
                                '00000001
                                248.          *
                                249.          MOVE.B FREQ,PADR2          DIVISE PAR 3 AU LIEU DE 4
1'0001EC 13F9'00000001 249.          JSR DELAI
                                00FF0451
1'0001F6 4EB9'000003B4 250.          JSR DELAI
1'0001FC 13FC 0002      251.          MOVE.B ##02,FREQ          REAUGMENTE LA FREQUENCE A DIVISE PAR 2
                                '00000001
1'000204 13F9'00000001 252.          MOVE.B FREQ,PADR2
                                00FF0451
1'00020E 13FC 00FF      253.          MOVE.B ##FF,FLAG          SET LE FLAG
                                '0000000F
                                254.          ENDI
1'000216 6000 0054      255.          ELSE
1'00021A 0039 0008      256.          OR.B #200001000,FREQ          SI L INTERRUPTUEUR EST OFF ALORS
                                '00000001
1'000222 4239'0000000F 257.          CLR.B FLAG          RESET LE FLAG ET ARRETE LE MOTEUR
1'000228 4EB9'000003B4 258.          JSR DELAI
1'00022E 4EB9'000003B4 259.          JSR DELAI          LAISSE LE MOTEUR S ARRETER
1'000234 13FC 0000      260.          MOVE.B ##00,SORTI          EN PLACANT 0 VOLTS MOYEN A LA SORTIE
                                '00000000
1'00023C 1C39'00000000 261.          MOVE.B SORTI,D6          PLACE SORTI DANS D6
1'000242 EFA6          262.          ASL.L D7,D6
1'000244 23C6'0000000A 263.          MOVE.L D6,VASORTI          RECALCUL VASORTI POUR AVOIR ##00
                                264.          *          SORTI
1'00024A 13F9'00000001 265.          MOVE.B FREQ,PADR2          ETTEINT LE TRIPHAASE
                                00FF0451
1'000254 4EB9'000003B4 266.          JSR DELAI          ATTEND ET ENSUITE
1'00025A 13FC 001C      267.          MOVE.B ##1C,FREQ          ETEINT TOUT ET REPLACE LA FREQUENCE
                                '00000001
                                268.          *          A DIVISE PAR 4
1'000262 13F9'00000001 269.          MOVE.B FREQ,PADR2
                                00FF0451
                                270.          ENDI
1'00026C 6000 FF1E      271.          BRA.L DEBUT
                                272.
                                273.          *
                                274.          * FIN DU PROGRAMME PRINCIPALE
                                275.          *
                                276.
                                277.          *****
                                278.          ***          SOUS ROUTINE D'INTERRUPTION POUR LE          ***
                                279.          ***          CALCUL DU REGULATEUR DE COURANT          ***
                                280.          ***          "INTIA"          ***
                                281.          *****
                                282.
1'000270 13FC 0001      283.          INTIA MOVE.B ##01,TSR2          RESET LE BIT ZDS DU TSR2
                                00FF0475
                                284.
                                285.          *
                                286.          * LECTURE DU COURANT IA
                                287.          *
                                288.
1'000278 13FC 0000      289.          MOVE.B ##00,TEST

```

...

```

'0000000E
1'000280 13FC 0000 290. MOVE.B #$00,6CREG DEBUT DE CONVERSION SUR LE CANAL 0
      00FF0085
1'000288 0C39 0000 291. WHILE.B TEST <NE> #$00 DO.S
'0000000E 6714
1'000292 13F9 00FF0081 292. MOVE.B SCREG,TEST VERIFIE LE FLAG DE FIN DE CONVERSION
'0000000E
      293. * SOIT LE BIT D7
1'00029C 0239 0080 294. AND.B #$80,TEST
'0000000E
1'0002A4 60E2 295. ENDW
1'0002A6 33F9 00FF0086 296. MOVE.W AD,RETOUR PLACE LA LECTURE DE COURANT DANS RETOUR
'00000012
      297.
      298.
      299. *
      300. * LECTURE DE REFERENCE ***
      301. *
      302.
1'0002B0 13FC 0080 303. MOVE.B #$80,TEST
'0000000E
1'0002B8 13FC 0081 304. MOVE.B #$01,6CREG DEBUT DE CONVERSION SUR LE CANAL 1
      00FF0085
1'0002C0 0C39 0000 305. WHILE.B TEST <NE> #$00 DO.S
'0000000E 6714
1'0002CA 13F9 00FF0081 306. MOVE.B SCREG,TEST VERIFIE LE FLAG DE FIN DE CONVERSION
'0000000E
      307. * SOIT LE BIT D7
1'0002D4 0239 0080 308. AND.B #$80,TEST
'0000000E
1'0002DC 60E2 309. ENDW
1'0002DE 33F9 00FF0086 310. MOVE.W AD,REF PLACE LA LECTURE DU REFERENCE DANS REF
'00000018
      311.
      312. *
      313. * PARTIE PROPORTIONNELLE
      314. *
      315.
1'0002E8 1239'0000000F 316. MOVE.B FLAG,D1
1'0002EE B27C 0000 6608 317. IF D1 <ED> #$0 THEN.S SI LE SYSTEM EST A L ARRET
      318. * DEMANDE UNE REFERENCE DE ZERO COURANT
1'0002F4 383C 0800 319. MOVE.W #$800,D4
1'0002F8 6000 0008 320. ELSE
1'0002FC 3839'00000010 321. MOVE.W REF,D4 SI NON PLACE LA REFERENCE DANS D4
      322. ENDI
1'000302 3639'00000012 323. MOVE.W RETOUR,D3 PLACE LE RETOUR DANS D3
1'000308 987C 0800 324. SUB.W #$800,D4 PLACE LA REFERENCE EN POLARITE
1'00030C 967C 0800 325. SUB.W #$800,D3 MEME CHOSE POUR LE RETOUR
1'000310 0843 326. ADD.W D3,D4 SOUSTRAIT LE RETOUR DE LA REFERENCE
      327. * LE RETOUR EST NEGATIF
1'000312 33C4'0000001A 328. MOVE.W D4,ERRACT PLACE D4 DANS L ERREUR(N)
1'000318 9879'00000018 329. SUB.W ERRPAS,D4 SOUSTRAIT ERREUR(N) - ERREUR (N-1)
1'00031E C9F9'00000014 330. MULS.W KP,D4 MULTIPLI KP AVEC L ERREUR TOTAL
1'000324 23C4'00000002 331. MOVE.L D4,PART1 PLACE LE RESULTAT DE 32 BITS DANS PART1
1'00032A 4284 332. CLR.L D4
1'00032C 4283 333. CLR.L D3

```

C:TEST2.LTX , C:TEST2.PRN , = C:TEST2.A68

...

```

334.
335. *
336. * PARTIE INTEGRALE
337. *
338.
1'00032E 3A39'0000001A 339. MOVE.W ERRACT,D5 PLACE L ERREUR (N) DANS D5
1'000334 DA79'00000018 340. ADD.W ERRPAS,D5 ADDITIONNE ERREUR (N) ET ERREUR (N-1)
1'00033A CBF9'00000016 341. MULS.W KIT,D5 MULTIPLIE L ERREUR TOTAL PAR KIT
1'000340 23C5'00000006 342. MOVE.L D5,PART2 PLACE LE RESULTAT DE 32 BITS DANS PARTIE2
1'000346 4285 343. CLR.L D5
344. *
345. * CALCUL DE LA SORTIE
346. *
1'000348 33F9'0000001A 347. MOVE.W ERRACT,ERRPAS PLACE L ERREUR ACTUEL DANS
      '00000018
348. *
1'000352 4279'0000001A 349. CLR.W ERRACT L ERREUR PASSE
1'000358 2C39'0000000A 350. MOVE.L VASORTI,D6 EFFACE L ERREUR ACTUELLE
1'00035E DC89'00000002 351. ADD.L PART1,D6 PLACE SORTIE (N-1) DANS D6
1'000364 DCB9'00000006 352. ADD.L PART2,D6 ADDITIONNE SORTIE (N-1) AVEC PARTIE1
353. * ADDITIONNE SORTIE (N-1), PARTIE1
      AVEC PARTIE2
1'00036A BC8C 0007E000 354. IF.L D6 <GE> #$7E000 THEN.S LIMITE D6 A $7E000 QUI CORRESPOND A $FC
      6D06
355. * APRES LE DECALAGE DE 11 BITS
1'000372 2C3C 0007E000 356. MOVE.L #$7E000,D6
357. ENDI
1'000378 BC8C FFFFE000 358. IF.L D6 <LE> $FFFFFFE000 THEN.S LIMITE D6 EN NEGATIF A $00 APRES DECALAGE
      6E06
1'000380 2C3C FFFFE000 359. MOVE.L $FFFFFFE000,D6
360. ENDI
1'000386 23C6'0000000A 361. MOVE.L D6,VASORTI SAUVE LA SORTI ACTUELLE DANS SORTIE
362. * PRECEDENTE.
1'00038C 7E0B 363. MOVE.L #11,D7 DIVISE LE TOUT PAR 2048
1'00038E EEAG 364. ASR.L D7,D6
1'000390 13C6'00000000 365. MOVE.B D6,SORTI ENVOI LA SORTI
1'000396 BC8C 00000000 366. IF.L D6 <LT> #0 THEN.S SI SORTI NEGATIF ALORS ECRIT $00
      6C0B
1'00039E 13FC 0000 367. MOVE.B #$00,SORTI DANS SORTI
      '00000000
368. ENDI
1'0003A6 4286 369. CLR.L D6
1'0003A8 13F9'00000000 370. MOVE.B SORTI,PADRI ENVOI LA SORTIE AU HACHEUR
      00FF0411
1'0003B2 4E73 371. RTE
372.
373. *****
374. **** SOUS ROUTINE DELAI ****
375. *****
376.
1'0003B4 4280 377. DELAI CLR.L D0
1'0003B6 807C FFFF 6704 378. WHILE.W D0 <NE> $FFFF D0.S
1'0003BC 5240 379. ADD.W #$0001,D0
1'0003BE 60F6 380. ENDW
1'0003C0 4280 381. CLR.L D0
1'0003C2 4E75 382. RTS
383.

```

C:TEST2.LTX , C:TEST2.PRN , = C:TEST2.A68

...

384. *****

385.

386. END

1'0003C4

0 Errors